

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Факультет електроніки
Кафедра електронних приладів та пристроїв

«На правах рукопису»
УДК 534.24

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри, проф., д.т.н.

_____ Л.Д. Писаренко
“ ____ ” _____ 2018 р.

Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра
зі спеціальності 171 –Електроніка
Спеціалізація «Електронні прилади та пристрої»

на тему: **Фільтр високочастотних сигналів**

Виконав:

Студент 2 курсу, групи ДЕ-71МП **Решетник Денис Михайлович** _____

Науковий керівник:

Старший викладач, канд. техн. наук **Семікіна Т.В.** _____

Нормоконтроль:

Професор, д.т.н., с.н.с.

Жовнір М.Ф. _____

Рецензент:

Доцент кафедри мікроелектроніки,
канд.техн. наук, доцент

Івашук А.В. _____

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних посилань

Студент _____
(підпис)

Київ – 2018

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Факультет (інститут) Е л е к т р о н і к и

Кафедра Електронні прилади та пристрої

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-науковою програмою

Спеціальність (спеціалізація) – **171– Електроніка (Електронні прилади та пристрої)**

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри, проф., д.т.н.

Л.Д. Писаренко

« » 2018 р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Решетник Денис Михайлович

1. Тема дисертації **Фільтр високочастотних сигналів**

і науковий керівник **Семікіна Тетяна Вікторівна**, старший викладач, к.т.н.

затверджені наказом по університету від « » 2018 р. №

2. Строк подання студенткою дисертації: « » 2018 р.

3. Об'єкт дослідження: Фільтр на поверхневих акустичних хвилях

4. Предмет дослідження: фізико-технічна модель смугового фільтра на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ); центральна частота $f_0 = 69,76$ МГц; смуга пропускання $\Delta f_3 = 1,0$ МГц; коефіцієнт прямокутності $K_{п(10/3)} \leq 2,0$.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: Анотація; вступ; аналіз науково-технічної літератури по функціональним пристроям на ПАХ; функціональна схема та математична модель смугового фільтра на ПАХ; методика та результати розрахунку амплітудно-частотної характеристики, конструктивних та акустоелектричних параметрів; результати експериментальних досліджень; список використаної науково-технічної літератури.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: Складальне креслення експериментального зразка смугового фільтра на ПАХ; структурна схема установки для дослідження характеристик; плакати з формулами та результатами розрахунків.

7. Перелік публікацій:

7.1. Решетник Д.М., Жовнір М.Ф. Використання ефекту Пельтьє для охолодження електронних пристроїв / Матеріали XIV Всеукраїнської наук. конф. студентів і молодих вчених «Молодь: освіта, наука, духовність». – Київ, ун-тет «Україна», 04-06.04.2017. – С. 454-455.

7.2. Решетник Д.М., Жовнір М.Ф. Аустоелектронні радіосенсори фізичних величин / Матеріали XI наук.-практ.конф. «Перспективні напрямки сучасної електроніки». – Київ, НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського», ФЕЛ, 06-07.04. 2017. – С.119-126.

9. Дата видачі завдання: 10.09.2018 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1.	Огляд науково-технічної літератури по функціональним пристроям на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ).	15.09.2018	
2.	Дослідження фізико-математичної моделі високочастотного фільтра на ПАХ	30.09.2018	
3.	Розрахунок конструктивних та акустоелектричних параметрів високочастотного фільтра на ПАХ	15.10.2018	
4.	Розробка складального креслення високочастотного фільтра на ПАХ	30.10.2018	
5.	Експериментальні дослідження високочастотного фільтра на ПАХ	15.11.2018	
6.	Оформлення пояснювальної записки, креслення, плакатів з формулами та результатами розрахунків, підготовка доповіді	30.11.2018	

Студент гр. ДЕ-71МП

Д.М.Решетник

Науковий керівник

Т.В.Семікіна

РЕФЕРАТ

Фільтр високочастотних сигналів / Магістерська дисертація зі спеціальності **171 – Електроніка** спеціалізації «Електронні прилади та пристрої». Решетник Д.М. НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського». Факультет електроніки, кафедра електронних приладів та пристроїв. Група ДЕ-71МП. – К.: НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського», 2018. – 75 с., іл. 17, табл.7.

Ключові слова: ПАХ – поверхневі акустичні хвилі; ОАХ – об’ємні акустичні хвилі; АЧХ – амплітудно-частотна характеристика; ФЧХ – фазочастотна характеристика; ЛЧМ – лінійно-частотна модуляція; РЛС – радіолокаційна станція; НВЧ – надвисокі частоти.

Короткий зміст роботи: Представлено огляд науково-технічної літератури по функціональним пристроям на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), які знаходять широке застосування в системах створення, кодування, затримки, частотної фільтрації та підсилення радіосигналів.

Представлено функціональну схему, результати розробки та дослідження фізико-математичної моделі смугового фільтра на ПАХ з аподизацією електродів зустрічно-штирового перетворювача згідно функції Хеммінга.

Представлено результати інженерного розрахунку конструктивних, акустоелектричних параметрів та результати експериментального дослідження смугового фільтра на поверхневих акустичних хвилях з використанням підкладки із ніобат літію YZ-зрізу з наступними характеристиками: центральна частота $f_0 = 69,76$ МГц; смуга пропускання $\Delta f_3 = 1,0$ МГц; коефіцієнт прямокутності $K_{п(10/3)} \leq 2,0$.

А Н О Т А Ц І Я

В магістерській роботі представлено огляд науково-технічної літератури по функціональним пристроям на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), які знаходять широке застосування в системах створення, кодування, затримки, частотної фільтрації та підсилення радіосигналів.

Представлено функціональну схему, результати розробки та дослідження фізико-математичної моделі смугового фільтра на ПАХ з аподизацією електродів зустрічно-штирового перетворювача згідно функції Хеммінга.

Представлено результати інженерного розрахунку конструктивних, акустоелектричних параметрів та результати експериментального дослідження смугового фільтра на поверхневих акустичних хвилях з використанням підкладки із ніобат літію YZ-зрізу з наступними характеристиками: центральна частота $f_0 = 69,76$ МГц; смуга пропускання $\Delta f_3 = 1,0$ МГц; коефіцієнт прямокутності $K_{п(10/3)} \leq 2,0$.

S U M M A R Y

In the diploma project the review of the scientific and technical literature about functional devices on the surface acoustic waves (SAW) which find wide application in systems of creation, coding, delay, a frequency filtration and amplification of radio signals is submitted.

The function chart, results of development and research of physical and mathematical model of the strip filter on the SAW with apodization of electrodes of opposing-pin converter match the Hamming's function are submitted.

Results of engineering calculation of constructive and acoustoelectrical parameters and results of experimental research of the strip filter on superficial acoustic waves with use of a lining from niobate – lithium of a YZ – cut with the following characteristics are submitted: the central frequency $f_0 = 69,76$ MHz ; the passband $\Delta f_3 = 1,0$ MHz ; the squareness ratio $K_{п(10/3)} \leq 2,0$.

З М І С Т

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	7
В С Т У П	8
1. ОГЛЯД НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ ПО ПРИСТРОЯМ НА ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЯХ	12
2. СИНТЕЗ ФІЛЬТРІВ НА ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЯХ.....	33
2.1. Структура і основні характеристики фільтрів на поверхневих акустичних хвилях	33
2.2. Синтез фільтрів на поверхневих акустичних хвилях	37
3. РОЗРАХУНКОВА ЧАСТИНА	44
3.1. Фізико-математична модель фільтра на поверхневих акустичних хвилях з аподизацією електродів згідно функції Хеммінга.....	44
3.2. Методика розрахунку топології фільтру на поверхневих акустичних хвилях	57
3.3. Методика інженерного розрахунку акустоелектричних параметрів зустрічно-штирових перетворювачів	62
3.3.1. Методика розрахунку акустоелектричних параметрів неаподизованого зустрічно-штирового перетворювача	62
3.3.2. Методика розрахунку акустоелектричних параметрів аподизованого зустрічно-штирового перетворювача	63
4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА ЧАСТИНА	67
4.1. Структурна схема установки для дослідження смугового фільтра на поверхневих акустичних хвилях	67
4.2. Результати експериментальних досліджень фільтрів на поверхневих акустичних хвилях	70
В И С Н О В К И	72
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНОЇ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.	74

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ПАХ – поверхневі акустичні хвилі

ОАХ – об’ємні акустичні хвилі

ЗШП – зустрічно-штировий перетворювач

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика

ФЧХ – фазочастотна характеристика

ЛЧМ – лінійно-частотна модуляція

РЛС – радіолокаційна станція

НВЧ – надвисокі частоти

ВСТУП

Сучасні радіотехнічні засоби працюють в умовах зростаючої дії природних і штучних перешкод. Розширюється область їхнього застосування. Вони перетворилися практично у великі обчислювальні машини, точно чи приблизно виконуючі лінійні і нелінійні операції оптимального формування й обробки як зондувальних, так і приймаючих сигналів. Фундаментальні роботи В.А. Котельнікова по потенціальній завадостійкості радіотехнічних систем визначили математичні принципи і якісні показники пристроїв обробки оптимальних сигналів. Роль оптимальної обробки сигналів зросла в зв'язку із широким застосуванням у радіолокації методів оптимальної фільтрації частотно-модульованих імпульсів у сполученні з методом когерентно-імпульсної селекції рухомих цілей, розроблених радянськими вченими Я. Д. Ширманом, В.Н. Голиковим і ін. Головним наслідком цих робіт було виявлення і встановлення зв'язків між математичними операціями оптимальної обробки і процесами, що протікають у реальних системах. Одночасно з'ясувалося, що нові методи обробки вимагають великої номенклатури функціональних вузлів і пристроїв з нетрадиційними радіотехнічними характеристиками, побудованими на принципах аналогової обробки сигналу в мікромініатюрному виконанні. Традиційні компоненти привели до громіздких систем і не могли цілком реалізувати можливості нових методів, формування, обробки і прийому сигналів. Практичні потреби радіотехніки і радіолокації різко стимулювали зростання інтересу до вивчення нових фізичних принципів побудови функціональних пристроїв. З'ясувалося, що роботи в області акустоелектроніки дозволяють найбільш ефективно реалізувати вимоги оптимальної обробки сигналів. Основні напрямки розвитку пристроїв на акустоелектронних принципах сформульовані академіком Ю.В. Гуляєвим.

Вивчення акустоелектронних явищ у прикладному плані також

пов'язано з практичними можливостями радикального поліпшення характеристик відомих радіотехнічних пристроїв і створення принципово нових пристроїв з параметрами, недосяжними традиційними засобами.

Застосування пристроїв на акустичних хвилях для генерації й обробки сигналів дає такі переваги, як малі габаритні розміри, механічну міцність, широкий динамічний діапазон, високу добротність, надійність, технологічність, гарну відтворюваність і стабільність параметрів радіотехнічних схем.

Рівень досліджень і досягнення акустоелектроніки такий, що сьогодні можна впевнено говорити про розробки і промисловий випуск великої номенклатури високоефективних акустоелектронних пристроїв із широкими функціональними можливостями.

Функціональні пристрої, побудовані на фізичних принципах акустоелектроніки, це новий клас пристроїв генерації й аналогової обробки сигналів у реальному масштабі часу в діапазоні частот від 10 МГц до 16...18 ГГц.

Сьогодні акустоелектронні пристрої успішно використовуються в радіолокації, техніці зв'язку, телебаченні, системах обробки сигналів самого різного призначення.

Разом з тим для ряду системних застосувань, таких як частотна селекція на проміжній частоті (ПЧ), міжсимвольна інтерференція, щільність інформаційних каналів, висока надійність, малі масогабаритні характеристики і низька ціна при багатосерійному виробництві, потрібно створення фільтрів на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) з високим коефіцієнтом прямокутності і малим рівнем осциляції у смузі пропускання, граничних характеристик по нерівномірності групового часу запізнювання, граничному рівню внесеного загасання. Ці вимоги постійно висувають необхідність розробки фільтрів на ПАХ нових поколінь

з основних функцій. Рішення цієї найважливішої інформаційної задачі залежить: по-перше, від досягнутого рівня виробництва; по-друге, від успіхів в області фундаментальних і прикладних досліджень, розвитку методів проектування і розробки нових конструктивно-технологічних рішень.

Якщо перший фактор реалізується за рахунок удосконалювання спеціального технологічного устаткування і п'єзоелектричних матеріалів і вимагає великих капітальних витрат, то другий дозволяє практично з використанням того самого парку устаткування, матеріалів і складових інфраструктури акустoeлектроніки домогтися відчутного виграшу у поліпшенні основних характеристик і одержанні нових параметрів, недосяжних аналогами, а також у створенні нових класів фільтрів на ПАХ.

У розвитку телевізійних систем спостерігається поступовий перехід від аналогової до цифрової форми передачі інформації, що дозволить перейти на зовсім новий якісний рівень. Переваги цифрової передачі широко відомі: висока завадостійкість і можливість передавати набагато більше цифрових телевізійних (ТВ) програм. Наприклад, у стандартний канал 8 МГц можна вмістити до чотирьох програм студійної якості. Однак для прийому такого ТВ- сигналу необхідний цифровий телевізійний приймач. Для заміни усього парку телевізорів у населення необхідно значний час, тому на перехідному етапі доцільно використовувати гібридні аналого-цифрові ТВ - приймачі.

Якість телевізійного зображення і звукового супроводу в значній мірі залежить від електричних характеристик тракту проміжної частоти телевізійного приймача. Уже на початковому етапі розвитку акустoeлектроніки стало відомо, що фільтри на поверхневих акустичних хвилях можуть успішно використовуватися для формування амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик (АЧХ і ФЧХ) блоку радіоканалу. Їхніми основними перевагами є малі розміри, висока надійність, повторюваність і стабільність параметрів.

Фільтри на ПАХ добре узгоджуються з інтегральними схемами по електричним параметрам і мають подібну технологію виготовлення. Усе це привело до того, що ці пристрої стали невід'ємними елементами телевізійної техніки.

Завданням роботи є розробка смугового фільтру на поверхневих акустичних хвилях з наступними параметрами:

- центральна частота : $f_0 = 69,76$ МГц;
- смуга пропускання на рівні -3 дБ: $\Delta f_3 = 1,0$ МГц;
- вносиме затухання бічного пелюстка $\alpha_r \geq 40$ дБ;
- коефіцієнт прямокутності по рівням 10/3: $K_{\pi} \leq 2,0$;
- вносимі втрати на центральній частоті: $\alpha_0 \leq 20,0$ дБ;

1. ОГЛЯД НАУКОВО - ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ ПО ПРИСТРОЯМ НА ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЯХ

Відповідно до фізичних принципів дії функціональні пристрої на акустичних хвилях поділяються на дві групи: пристрої на об'ємних акустичних хвилях (ОАХ) та на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) [1...12].

До пристроїв на ОАХ належать вузькосмугові (резонаторні) та широкосмугові твердотільні лінії затримки на об'ємних акустичних хвилях, пристрої запам'ятовування частоти, генератори на об'ємних акустичних хвилях. Верхня межа діапазону частот розроблених промислових зразків ліній затримки на ОАХ досягає 16 ГГц. Максимальні значення часу затримки досягають десятків і сотень мікросекунд у режимі рециркуляції, мінімальні – 0,1...0,5 мкс. Сумарні перешкоди складають 3...10 дБ/мкс у дециметровому та 10...20 дБ/мкс у сантиметровому діапазонах. Основна тенденція розвитку таких систем полягає в зниженні втрат, які вносяться, підвищенні діапазону робочих частот і збільшенні придушення “паразитних” сигналів [1, 3, 5]. Втрати перетворення в серійних приладах дорівнюють 16...25 дБ, а питоме затухання акустичних хвиль у монокристалічних матеріалах – 0,1...0,2 дБ/мкс на частоті 1 ГГц і 7...8 дБ/мкс для зсувних хвиль або 16...20 дБ/мкс для поздовжніх хвиль на частоті 10 ГГц для магній-алюмінієвої шпинелі і ітрій-алюмінієвого граната.

Один із найважливіших параметрів ліній затримки (ЛЗ) на ОАХ – рівень придушення “паразитних” сигналів. Наприклад, при малому часі затримки найсуттєвішим є пряме проходження електромагнітного випромінювання з входу на вихід ЛЗ, а також поява багатопролітних сигналів, пов'язаних з попаданням на вихід лінії затримки акустичного сигналу, послідовно відбитого від торців кристалу. Просочування

випромінювання придушується зменшенням прохідної ємності, що досягається ретельним екрануванням вхідного та вихідного перетворювачів або їхнім просторовим рознесенням за рахунок вибору матеріалу звукопровода з більшою швидкістю акустичних хвиль. Придушення багатопролітних сигналів досягається вибором конструкції та матеріалу звукопровода, які забезпечують зменшення втрат на розповсюдження і задовільне акустичне узгодження перетворювачів з звукопроводом.

Розроблені ефективні прийоми придушення багатопролітних сигналів за рахунок зниження відбивання акустичного променя від шороховатої поверхні торця звукопровода. Розроблений метод дозволив збільшити придушення багатопролітних сигналів дециметрового діапазону з 1...4 дБ до 10...12 дБ [1].

Акустичні ЛЗ стали основою для розробки генераторів на ОАХ та пристроїв запам'ятовування частоти, що являють собою активні електронні пристрої з зовнішнім зворотнім зв'язком. Основним високочастотним елементом такого генератора є ЛЗ на ОАХ.

Функціональні пристрої на ОАХ знайшли широке застосування в системах бортового й наземного контролю, радіодатчиків висоти і дальності, у приладах визначення, запам'ятовування й відтворення частоти, систем формування й обробки сигналів радіолокаційних станцій (РЛС), а також у вимірювальній апаратурі.

Поверхневі пружні хвилі в діапазоні $10^{-5} \dots 10^{-1}$ см називаються поверхневими акустичними хвилями (ПАХ), хоча їхні частоти відповідають області ультразвуку [1...12]. Поверхневі акустичні хвилі мають ряд специфічних властивостей. Насамперед, це можливість керувати ними у всіх областях поверхні, де вони розповсюджуються. Їхня амплітуда експоненційно спадає із глибиною, так що 90 % енергії, яка переноситься, зосереджено в шарі глибиною не більш однієї довжини хвилі. Згасання таких

хвиль, звичайно, мале, хоча воно залежить від вибору матеріалу, особливо на високих частотах. ПАХ поширюються зі швидкістю $1 \dots 5$ км/с, тобто приблизно на п'ять порядків нижче, ніж швидкість електромагнітних хвиль, що дозволяє створити на їхній основі інтегральні лінії затримки. Якщо тверде тіло має п'єзоелектричні властивості, ПАХ, яка поширюється уздовж його поверхні, супроводжується електричним полем. У свою чергу змінні електричні поля, що пронизують п'єзоелектрик, призводять до появи пружних деформацій, що поширюються в його об'ємі. За допомогою різних неоднорідностей на поверхні твердого тіла можна ефективно керувати швидкістю і напрямком поширення хвилі.

Використання поверхневих акустичних хвиль дозволило значно розширити функціональні можливості акустоелектронних пристроїв. Значний інтерес до приладів на ПАХ і прискорений розвиток цієї області досліджень зумовлені відомими особливостями перетворення й розповсюдження ПАХ, а також успіхами фото- та електронно-променевої літографії. В теперішній час ці пристрої представлені широкою номенклатурою функціональних пристроїв: вузькосмужними та широкосмужними фільтрами, ЛЗ на ПАХ, комутуючими пристроями; резонаторами на ПАХ, дисперсійними фільтрами стиснення ЛЧМ-сигналу, пристроями запам'ятовування й визначення частоти, генераторами на ПАХ, синтезаторами частот тощо [1...12].

Найпростіша лінія затримки або фільтр на ПАХ (рис.1.1) складаються з передавального 1 та приймального 2 перетворювачів, які розміщені у більшості випадків на полірованому п'єзоелектричному звукопроводі, що трансформують електричний сигнал в акустичну хвилю на вході і навпаки на виході. У залежності від поставлених вимог у структуру пристрою на ПАХ можуть бути включені додаткові перетворювачі або елементи керування.

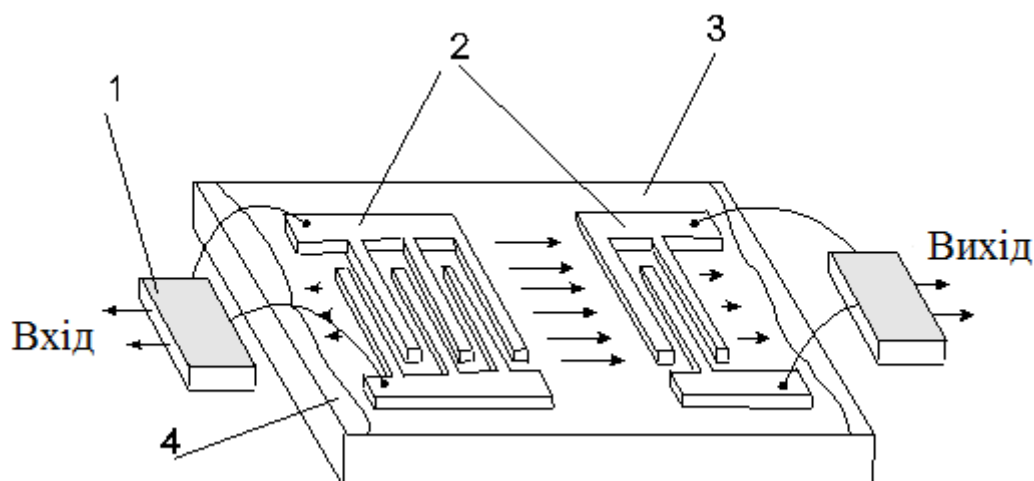


Рис.1.1. Лінія затримки на поверхневих акустичних хвилях

Оскільки більшість типів перетворювачів ПАХ мають двоспрямованість випромінювання, то для того, щоб уникнути паразитного відбиття на торці звукопроводу наносять поглинаючі покриття 3. З метою зменшення внесених затухань на вході і виході пристрою на ПАХ застосовуються пасивні й активні узгоджуючі кола. При необхідності звукопровод з перетворювачами і узгоджувачами можуть бути виконані в одному корпусі.

Основний внесок у формування активних властивостей пристрою на ПАХ вносять частотно-вибіркові процеси перетворення хвиль на вході і виході. Форма амлітудно-частотної характеристики (АЧХ) перетворювача визначається законом зміни перекриття електродів або аподизацією. Змінюючи геометрію планарної структури, можна формувати задану АЧХ. Згасання ПАХ при поширенні також є частотнозалежним, але ця залежність для більшості п'єзоелектриків відносно слабка у всьому основному діапазоні частот і її, як правило, не враховують. У результаті функція передачі пристрою на ПАХ визначається в основному поєднанням функцій передачі передавальних і приймального перетворювачів, а також узгоджувачів кіл.

Середня частота пристроїв на ПАХ залежить від періоду електродів перетворювачів. Швидкість ПАХ складає 1000...5000 м/с, тому нижня

границя робочого діапазону залежить від розмірів наявних кристалів, що для частот нижче 5...10 МГц повинні бути надмірно великими. Верхня границя обмежена можливостями технології виготовлення перетворювачів і при використанні звичайної фотолітографії складає 300...500 МГц; застосування електронної літографії розширює ці границі до 1500...2000 МГц [16, 18, 19]. Смуга пропускання обернено пропорційна числу електродів у перетворювачі і може бути реалізована в межах від 0,1 % до 100 %. Смуга пропускання фільтрів на ПАХ- резонаторах може бути зменшена до 0.01 % [8].

Фільтри на ПАХ відносяться до класу фільтрів, що відомі під назвою трансверсальних. Процес фільтрації можна розглядати як процес селекції частоти, котрий найбільш наочно можна відобразити в частотній області. Дійсно, одна смуга частот пропускається фільтром (смуга пропускання), а інші частоти пригнічуються (смуги затримки).

У звичайних лініях затримки або фільтрах, які складаються з індуктивності та ємності, смуги пропускання та затримки формуються за рахунок резонансних ефектів у послідовних та паралельних колах схеми [1].

Резонанси спостерігаються на конкретних частотах, що визначаються ємністю та індуктивністю реактивних елементів. Частотну характеристику необхідного вигляду отримують цілеспрямованою зміною резонансних частот комбінацій цих дискретних елементів. Селекція частоти може також здійснюватися за рахунок процесів, котрі простіше та зручніше реалізуються в частотній області. Сигнал, котрий надходить на вхід пристрою розглядається як хвиля, що поширюється. Фільтрація здійснюється в міру проходження сигналу крізь ряд ліній затримки та додавання відповідних затриманих сигналів. При визначених умовах всі затримані сигнали додаються синфазно (смуга пропускання) або (протифазно). Схема проходження сигналу крізь такий фільтр показана на рис.1.2.

Трансверсальний фільтр являє собою багатовідвідну лінію затримки, у якій кожен відвід з'єднаний із спільною входною або вихідною шиною [1,4,10,11].

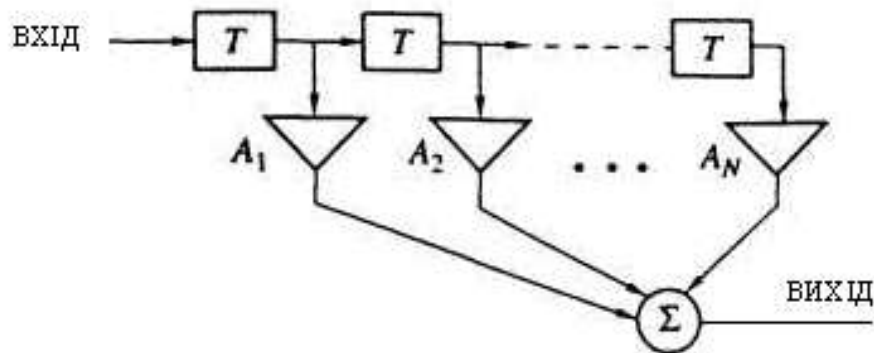


Рис. 1.2. Схема трансверсального фільтру

Фільтр має N відводів, розділених лініями затримки T , причому кожний відвід характеризується ваговим коефіцієнтом A_N . Вхідний сигнал, що надійшов на фільтр, перш за все помножується на коефіцієнт A_1 і результат множення проходить на спільний вихід. Потім другий сигнал проходить крізь лінію затримки та помножується на коефіцієнт A_2 , а результат множення додається до сигналу, котрий пройшов крізь перший відвід. У міру проходження вхідного сигналу через лінії затримки сигнали, що пройшли крізь відводи, додаються і формують таким чином напругу на виході фільтру.

Трансверсальні фільтри знаходять все більше застосування з розвитком радіолокаційної техніки і техніки зв'язку. Якщо необхідно знайти сигнал, рівень якого нижче рівня шуму, то в цьому допомагає попереднє знання структури необхідного нам сигналу. Наприклад, вузькосмужний фільтр виділяє визначений вузькосмужний сигнал і збільшує його амплітуду в порівнянні із шумом, крім сигналів, що заважають, за рахунок чого підвищується відношення сигнал/шум. Це — добре відомий приклад фільтра,

що працює в частотній області. Якщо ж сигнал є цифровим кодом, то відношення сигнал/шум можна збільшити за допомогою узгодженого з цим кодом фільтра, що працює в часовій області і називається кореляційним фільтром. У загальному випадку такі фільтри дозволяють вводити в узгоджений трансверсальний фільтр довгий код і одержувати стиснутий вихідний імпульс. Оскільки енергія вхідного і вихідного сигналу однакова, амплітуда стиснутого імпульсу буде значно вище, ніж у вхідного сигналу. Шум же передається інакше, оскільки фільтр не узгоджений з ним; за рахунок цього збільшується відношення сигнал/шум.

Інший тип трансверсального фільтра усуває спотворення. Якщо, наприклад, телевізійні сигнал містить у собі паразитні відбиття від будівель, те можна створити зворотній фільтр для обернення процесу перекручування й усунення небажаного відбиття. У лінійній системі фільтр, що усуває небажані відбиття з відомого сигналу, такого, як синхроімпульс телевізійного сигналу, буде також усувати небажані відображення з невідомого телевізійного сигналу, що був підданий аналогічному спотворенню.

Широко використовуються сигнали з внутрішньоімпульсною лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ-сигнали), тобто імпульси приблизно постійної амплітуди, частота заповнення яких змінюються лінійно в часі у визначній частотній смузі [1, 4, 8, 10, 11]. Для таких сигналів можна створити узгоджений фільтр зі стисненням вихідного сигналу аналогічно тому, як було описаний вище для цифрових кодів. Такий фільтр може бути використаний для посилення необхідних ЛЧМ-сигналів над рівнем шуму, збільшуючи, таким чином, відношення сигнал/шум.

Пристрої стиснення ЛЧМ-імпульсів (фільтри ЛЧМ-імпульсів) мають і більш загальні застосування. Наприклад, при введенні в такий фільтр модульованого ЛЧМ-імпульсу на його виході утворюється миттєвий Фур'є-

образ функції модуляції. У зв'язку з цим такі фільтри є дуже ефективним інструментом для виконання перетворення Фур'є в реальному часі. Це у свою чергу призводить до створення широкого класу пристроїв, що можуть виконувати перетворення Фур'є для різних типів операцій фільтрації, таких, як виключення небажаних частотних складових при збереженні потрібних компонентів.

Однією з причин широкого використання ЛЧМ-імпульсів у системах локації є можливість одержання сигналів великої тривалості і тієї ж енергії, що й у коротких потужних імпульсів. Інша причина полягає в тому, що доплерівський зсув змінює саме частоту сигналу. Ці частотні зміни, що можуть бути миттєво виміряні фільтром ЛЧМ-імпульсів, вказують швидкість цілі [1, 5, 10].

Безумовно, практично неможливо проектувати такі складні фільтри лише на основі схем із зосередженими елементами, оскільки для реалізації багатоелементних складних кодів доведеться використовувати величезну кількість елементів. Для таких фільтрів необхідний більш простий метод виготовлення, переважливо з використанням фотолітографічної методики, що застосовується при виготовленні інтегральних схем. Такі фільтри, придатні для обробки як аналогових, так і цифрових сигналів, з'явилися в останні роки. Спочатку трансверсальні фільтри цього типу були реалізовані у формі пристроїв на поверхневих акустичних хвилях, що працюють звичайно в діапазоні частот від 10 МГц до 1 ГГц [1, 3, 4, 5, 7].

Поверхневі акустичні хвилі дозволяють здійснити запам'ятовування, затримку і складну паралельну обробку широкосмужних сигналів великої тривалості. Вони працюють на частотах до 500 МГц, а після вживання спеціальних заходів — аж до 2 ГГц, забезпечуючи ширину смуги від 30 до 40% центральної частоти. Відповідна швидкість передачі інформації — порядку сотень мегабіт на секунду. Деякі типи цих пристроїв можуть

запам'ятовувати сигнали на час порядку секунд; для поверхневих акустичних хвиль неважко реалізувати багатовідвідні лінії затримки.

Відповідним чином підбираючи розміщення та вагові коефіцієнти відводів, можна конструювати широкосмужні та вузькосмужні лінії затримки, фільтри, цифрові фільтри й аналогові фільтри, що пізнають або генерують спеціальні сигнали. Після подальших вдосконалень можливе створення програмованих фільтрів, характеристики яких можна змінювати на власний розсуд.

Більшість операцій функціональної обробки, виконуваних ПАХ-пристроями, можуть також виконувати пристрої на кремнії, але в частотній області, як правило, нижче 5 МГц із відповідно більшою часовою затримкою. Основною перевагою цієї технології є те, що швидкість запису і зчитування сигналів у цих пристроях можна змінювати, так що заданий сигнал на вході можна розширити або стиснути на його виході, зчитуючи його зі швидкістю, відмінною від тієї, з якою він був записаний.

Іноді використовуються взаємодії між двома типами вхідних сигналів. Наприклад, оскільки будь-який напівпровідниковий пристрій може бути зроблено чутливим до світла, можна створити світлочутливий пристрій, у якому сигнал, що відповідає розподілові інтенсивності світла уздовж пристрою, можна зчитувати як один рядок оптичного зображення. При використанні взаємодій поверхневих акустичних хвиль з напівпровідниками можна виконувати Фур'є-перетворення і проводити іншу функціональну обробку оптичних зображень [10...12].

Нелінійні взаємодії між двома поверхневими акустичними хвилями в ПАХ-пристроях можна використовувати для виконання таких операцій обробки в реальному часі, як згортка й обчислення функції кореляції цих хвиль [5, 10...12]. При цьому один із сигналів може використовуватися в якості опорного, що дозволяє обходитися без трансверсального фільтра з

фіксованими характеристиками. У цьому випадку трансверсальний фільтр із довільно змінюваними параметрами може бути легко створений простою зміною опорного коду. Аналогічний пристрій можна реалізувати з використанням двох багатовідвідних ліній затримки, з'єднаних разом; при цьому одна з ліній керує вихідними сигналами з відводів другої лінії, так що сигнали, подані на вхід першої, є опорними для сигналів, що проходять по другій.

Можна також використовувати взаємодію між акустичною хвилею і світловим променем для відхилення останнього, оскільки акустична хвиля формує аналог оптичної дифракційної решітки [10, 11]. Такі методи дозволили створити пристрої, що виконують Фур'є-перетворення й обчислюють функцію кореляції акустичних сигналів або один з одним, або із сигналом, використаним для модуляції світлового пучка. Принцип, що лежить в основі цих пристроїв, може використовуватися для відхилення променя світла в багатоадресних системах зв'язку або в проєкційних телевізійних пристроях.

Спільним для всіх цих пристроїв є наявність трансверсального фільтру – лінії затримки, у якій поширюється акустичний або електричний сигнал і в різних точках якої забезпечується електричний, оптичний або акустичний доступ до цього сигналу. Такі точки утворюють «відводи» лінії затримки. При використанні для цієї мети світлового або акустичного пучка розподіл відводів можна вважати практично безперервним. Якщо ж використовуються електричні відводи, то доступ до хвилі, що поширюється, є дискретним. В обох випадках, підбираючи амплітудні і фазові вагові коефіцієнти відводів, можна здійснювати різноманітні функціональні перетворення сигналів.

Важливу роль при обробці сигналів у РЛС відіграють пристрої частотної селекції на ПАХ [9...12]. Вони використовуватися як для

фільтрації небажаних сигналів, що надходять у пристрій, так і для виділення частотних складових, які необхідні при спектральному аналізі сигналів РЛС. Типовими параметрами смугових фільтрів на ПАХ, що застосовуються в трактах проміжної частоти РЛС для придушення інтерференційних складових, які повинні лежати поза смугою, є: робочий діапазон частот - від 10 МГц до 1,6 ГГц; втрати, що вносяться – 5...25 дБ; придушення паразитних сигналів – 60 дБ (до 100 дБ); смуга пропускання – 0...50%; пульсації по амплітуді - 0,5 дБ; відхилення фазової характеристики від лінійної - 1 град.

Спектральний аналіз сигналів – важлива область застосування пристроїв частотної селекції на ПАХ. Традиційні прилади, що здійснюють спектральний аналіз, часто надто громіздкі й дорогі. Застосування мініатюрних і дешевих пристроїв на ПАХ у таких системах відкриває можливості, які містять, наприклад, вибір сигналу необхідної частоти та визначення доплерівських зсувів у реальному масштабі часу. Блоки фільтрів на ПАХ виготовляються на одній підкладці і забезпечують одночасне розділення сигналів у смузі близько декількох мегагерц зі стовідсотковою імовірністю виявлення.

Пристрої на ПАХ знайшли широке застосування у швидкодіючих системах, де успішно узгоджуються з традиційними компонентами на р-і-п-діодах [10, 11]. Швидкодія таких НВЧ-перемикачів досягає одиниць мікросекунд, ступінь розв'язки сигналів у станах увімкнення-вимкнення більше 100 дБ. Значне застосування ПАХ фільтрів у помножувачах частоти, змішувальних пристроях для виділення необхідних частот з високим ступенем придушення небажаних сигналів.

Значна роль частотно вибіркового і частотно задавального пристроїв на ПАХ відводиться у вирішенні проблеми синтезу сигналу зі швидкою дискретною перебудовою частоти. Найефективніше це завдання вирішене в

пристроях прямого синтезу, у яких гребінчастий спектр, що утворений шляхом маніпуляцій з сигналом опорного генератора, надходить на вхід блоку ПАХ-фільтрів, а на виході ПАХ-фільтрів виділяються окремі чисті спектральні лінії. Ці пристрої прямого синтезу відрізняються такими особливостями: стабільність частоти і фазова когерентність визначаються одним задавальним генератором, зміни частоти здійснюються дуже швидко (швидкість обмежується тільки швидкодією ВЧ-перемикачів і затримкою фільтрів), метод прямого синтезу з використанням пристроїв на ПАХ виявляється набагато простішим, ніж попередні методи прямого синтезу за рахунок застосування високо вибіркового, компактних фільтрів на ПАХ.

Високий рівень придушення “паразитних” сигналів у такому синтезаторі досягається за допомогою каскадованих ПАХ-фільтрів з високим (не менше 10 дБ) придушенням позасмугових сигналів (дискретних складових у спектрі сигналу) і прийнятним рівнем внесених втрат (менше 30 дБ), виконаних на термостабільних кварцевих підкладках.

Коли потрібна велика кількість робочих частот, замість указаної базової схеми доцільно використати інший підхід. Так, комбінуючи “чисті” вихідні сигнали від декількох, спеціально розрахованих, базових підсинтезаторів (когерентних із задавальним генератором) за допомогою змішувачів і простих широкосмугових фільтрів, можна одержати будь-яку частоту з великої кількості (декількох сотень) частот, що значно перевищують кількість ПАХ-фільтрів у цих підсинтезаторах. Інша можливість полягає в отриманні потрібної сітки робочих місць шляхом послідовного поділу і змішування невеликої кількості вихідних когерентних частот на комутованих виходах ПАХ-фільтрів. Ці методи можна застосовувати в різноманітних варіантах і поєднаннях, добиваючись оптимальних для конкретного застосування характеристик.

Альтернативний метод одержання сигналів зі швидкою перебудовою частоти полягає у використанні багаточастотних програмованих генераторів з комутованими частотнозадаючими фільтрами на ПАХ у колі зворотного зв'язку [3, 6, 9...11]. У таких генераторах за допомогою управління можна переходити від однієї частоти до іншої. Інший підхід полягає в заміні набору ПАХ-фільтрів у колі зворотного зв'язку широкосмужною ЛЗ з програмованими стрибками фази. Крім цього, при введенні до кола зворотного зв'язку спеціального нелінійного елемента чи при синхронізації ПАХ-генератора з широкосмужною ЛЗ зовнішнім сигналом визначеної частоти може бути забезпечений багатогодовий режим генерації. Багатогодові ПАХ-генератори можуть застосовуватись, наприклад, для формування сітки частот у схемі синтезатора.

Стабільність частоти ПАХ-генераторів визначається стабільністю і добротністю частото задаючого ПАХ-елемента в колі зворотного зв'язку. Типові значення стабільності частоти одномодових ПАХ-генераторів такі: відносна температурна нестабільність $\sim 10^{-4}$ (в інтервалі температур -60 до $+70^{\circ}\text{C}$), у режимі синхронізації до 10^{-8} ; відносна тривала нестабільність 10^{-6} на місяць; короткочасна тривала нестабільність частоти $10^{-9} \dots 10^{-10}$ (за 1 сек).

Спектральні характеристики ПАХ-генератора можна поліпшити (приблизно на 10 дБ) при використанні ПАХ-резонаторів і структур з відбиваючими решітками добротністю близько 10000. Характеристики таких генераторів наближаються до характеристик високостабільних кварцевих генераторів з колом помножувачів; вони мають такі переваги, як можливість створення генераторів на частоти аж до 3 ГГц без застосування помножувачів, малі габаритні розміри, низька потужність, що споживається, механічна міцність, відсутність побічних мод, простота здійснення частотної

модуляції, слабка чутливість до механічних впливів та акустичних шумів [3, 6, 9].

Переваги акустoeлектронних пристроїв відкривають перспективи їхнього широкого використання не лише в трактах проміжної частоти, але й безпосередньо у вхідних та вихідних трактах надвисокочастотної (НВЧ) радіoeлектронної апаратури. У НВЧ діапазоні сигнали можуть бути безпосередньо введені, оброблені й виведені без додаткових схем перетворення частоти.

Виготовлення ПАХ-пристроїв для роботи в діапазоні понад 1 ГГц пов'язане з відомими технологічними труднощами. Однак, останні досягнення електронно-променевої літографії, а також розповсюдження методів фотолітографії для виготовлення субмікронних перетворювачів електромагнітних сигналів дозволяють впевнено говорити про розширення верхньої межі робочого діапазону частот ПАХ-пристроїв до 6...10 ГГц [11, 12, 16, 18, 19]. Поруч з цим, не припиняється пошук і дослідження нових матеріалів – як монокристалів, так і композиційних структур з високою швидкістю розповсюдження ПАХ та іншими корисними властивостями. Дуже перспективними в цьому розумінні є шаровані структури нітриду алюмінію та окису цинку на сапфірі [16, 17].

Однак, подальше підвищення робочої частоти пристроїв пов'язане перш за все з використанням приповерхневих об'ємних акустичних хвиль (ПОАХ), а також вищих гармонік зустрічно-штирьових перетворювачів. З цією метою розробляються більш технологічні та ефективніші конструкції перетворювачів з компромісними електричними параметрами [13...16]. Значні зусилля спрямовуються на дослідження можливостей поєднання вказаних вище методів.

Так, перехід до застосування ПОАХ у поєднанні з електронно-променевою літографією та матеріалами з високим значенням швидкості акустичних хвиль дозволить підвищити робочу частоту пристроїв до 4,0 ГГц, а також підвищить їхню довговічність та поліпшить робочі характеристики. Подальше розширення функціональних можливостей акустоелектроніки пов'язане з більш поглибленим вивченням акустоелектронних явищ у напівпровідникових матеріалах та шарованих структурах. Продовжується вивчення та розробка нових пристроїв підсилення та генерації акустичних та електромагнітних хвиль. Наступним кроком до повної реалізації можливостей використання акустичних хвиль має стати створення монолітних пристроїв, у яких будуть об'єднані властивості п'єзоелектричних матеріалів для перетворення акустичних хвиль, матеріалів з низькими втратами для акустичних ліній передачі та затримки й напівпровідникових матеріалів для підсилення акустичних та електричних сигналів. Реалізація подібних композицій має призвести не тільки до оптимізації характеристик дискретних акустичних пристроїв, але й до забезпечення їхньої узгодженості з різноманітними великими інтегральними схемами та, у кінцевому рахунку, до створення нового покоління пристроїв – монолітних інтегральних акустоелектронних схем [16]. Практичний інтерес мають одержані результати по збудженню та керуванню параметрами ПАХ на епітаксiальному арсенiді галію з високою концентрацією носіїв заряду.

Важливою віхою на шляху широкого впровадження техніки ПАХ у радіоелектронні системи різноманітного призначення є розробка перенастроюваних та програмованих ПАХ-пристроїв: ЛЗ, фільтрів, багатовідвідних ЛЗ, узгоджених фільтрів для обробки сигналів зі змінними кодами тощо [1...12].

Перемикання фази виконується за допомогою ВЧ-перемикачів з подальшим інтегруванням вихідних сигналів. Цікавим є застосування для цієї

мети матеріалів з керованою швидкістю розповсюдження ПАХ. Такі пристрої можуть бути виконані по гібридній або монолітній технології та знайдуть широке застосування в системах РЛС та системах з розширеним спектром.

Широке застосування акустоелектронних пристроїв, безперервне розширення та удосконалення їхніх функціональних можливостей дає значний техніко-економічний ефект, основними показниками якого є: підвищення точності визначення відстані (висоти) радіолокаційними засобами в 5...10 разів за рахунок стабільності швидкості розповсюдження акустичних коливань у кристалах; зниження габаритних розмірів та маси апаратури в десятки разів за рахунок нижчої (у 50...100 тис. разів) у порівнянні з електромагнітними хвилями, швидкості розповсюдження акустичних хвиль у твердому тілі; підвищення надійності та ефективності робочого застосування систем радіоелектронного оснащення за рахунок можливості здійснення неперервного вбудованого контролю точності роботи радіолокаційних засобів; суттєве зниження часу готовності систем; зниження металоємності виробів; розширення ринку збуту пристроїв.

Однією з переваг ПАХ-пристроїв є те, що вони виготовляються шляхом нанесення тонких металевих плівок на п'єзоелектричну підкладку згідно технології виготовлення інтегральних схем. Це відкриває можливість конструювання пристроїв, що не потребують налаштування, необхідного для індуктивно-ємнісних фільтрів.

Нанесені на п'єзоелектричну підкладку тонкі металеві пластинки утворюють структуру зустрічно-штирьового перетворювача (рис.1.1), призначеного для збудження поверхневої акустичної хвилі.

Цей перетворювач збуджує поверхневу акустичну хвилю, поле якої експоненційно спадає з глибиною зразка, причому глибина проникнення — порядку довжини хвилі [3...5, 9]. На частоті 40 МГц при швидкості поширення приблизно 3 км/с, глибина проникнення хвилі — порядку 75 мкм. Електроди, що чергуються, зустрічно-штирьового перетворювача

підключаються до двох електричних шин (вхідна і вихідна лінії). Як правило, період зустрічно-штирового перетворювача (ЗШП) (відстань між центрами пари електродів) приблизно дорівнює одній довжині хвилі; наприклад, у телевізійному фільтрі проміжної частоти (ПЧ) 40 МГц період ЗШП дорівнює 75 мкм. Типова ширина електрода — порядку чверті довжини хвилі, тобто в даному випадку 20 мкм.

Пристрої такого типу можуть бути виготовлені з будь-якою заданою амплітудною і фазовою характеристикою в потрібній смузі частот. Їх можна сконструювати із заданим відгуком і навіть із відгуком на спеціальні аналогові або цифрові коди. Такі пристрої можуть працювати в діапазоні частот від 10 МГц до 2 ГГц. Часовий відгук ПАХ-перетворювача неважко розрахувати на основі простих геометричних міркувань. Якщо відомий часовий відгук, за допомогою методів перетворення Фур'є легко знайти частотний відгук фільтра. У такий спосіб можна досить просто створити трансверсальний фільтр із заданою частотною характеристикою.

Характеристики пристроїв на ПАХ сильно залежать від конструктивних особливостей зустрічно-штирових перетворювачів. Однорідний перетворювач з постійною довжиною електродів і однаковою відстанню між парами електродів називається еквідистантним. Припустимо, що ширина електрода дуже мала порівнянню з довжиною хвилі. У [2...5] показано, що за таких міркувань

$$\frac{\Delta\omega(3\text{дБ})}{\omega_0} = \frac{1}{n}.$$

Спадання характеристики на 3,0 дБ відбувається в точках $\Delta\omega(3\text{дБ})/\omega_0=0,89/n$.

Очевидно, що якщо певним чином змінити довжини електродів і відстань між ними, то можна одержати будь-яку форму відгуку перетворювача. Така зміна довжини електродів називається аподизацією. Наприклад, при однаковій відстані між електродами, якщо їхня довжина

змінюється пропорційно $1/(\sin x)/x$, а полярність електрода залежить від знаку функції $(\sin x)/x$, то повний заряд на електроді буде змінюватися як $(\sin x)/x$. Вихідним сигналом перетворювача буде Фур'є-образ сигналу збудження електродів, унаслідок чого частотна характеристика буде прямокутною. Складність, звичайно, полягає в тому, що теоретично довжина перетворювача повинна бути нескінченною. Більш того, чим ближче електроди до краю перетворювача, тим меншу довжину вони повинні мати; при цьому основними стають процеси дифракції акустичної хвилі.

Найбільш очевидним, на перший погляд, методом аподизації є зовнішнє зважування. За допомогою зовнішніх шунтів (резистивних або ємнісних) між парами сусідніх електродів задаються різниці потенціалів, пропорційно амплітуді відповідного елементу імпульсного відгуку. Інтенсивність електричного поля між будь-якими сусідніми протифазними електродами визначається лише різницею їхніх потенціалів, оскільки апертура перекриття всіх електродів постійна. Таким чином, інформація про закон модуляції “записана” в інтенсивності або щільності акустичного потоку. У цьому випадку вихідний перетворювач може мати довільну апертуру. Незалежно від апертури сигнал на виході буде відповідати імпульсному відгуку вхідного перетворювача (враховуючи вплив кінцевої смуги пропускання вихідного). Ця важлива властивість зовнішнього зважування дозволяє поєднувати в спільному акустичному потоці одразу два аподизовані перетворювачі, значно збільшуючи пригнічення сигналів поза смугою пропускання [1, 3, 6, 8, 9...12].

У методі безпосереднього зважування здійснюється зміна перекриття (довжини) електродів у відповідності з заданою імпульсною характеристикою. Цей вид зважування може розглядатися як амплітудно-імпульсна модуляція сигналу. Перевагою цього методу є висока роздільна здатність, оскільки зважування може відбуватися безперервно в широкому діапазоні.

Відомо, що для однорідного ЗШП амплітудно-частотна характеристика має вигляд Sinx/x [1, 3, 6, 8, 9...12] і рівень бічних пелюстків дуже високий: – 13,46 дБ. Однак, уже для фільтра, що складається з двох однакових однорідних ЗШП, рівень бічних пелюстків спадає до –27 дБ, що є наслідком згладжування імпульсної характеристики до країв. Такий результат підказує шлях зниження бічних пелюстків у фільтрах на ПАХ – згладжування імпульсної характеристики фільтра до країв, тобто множення її на деяку спадаючу до країв функцію, що зважає, названу функцією аподизації чи аподизація імпульсної характеристики. Цей метод широко застосовується в теорії цифрових фільтрів. Досить часто розробляється фільтр типу «косинус на п'єдесталі», для якого функцію аподизації беруть у вигляді функції Хеммінга [1, 4, 8, 10]. Крім аподизації за Хеммінгом, можна використовувати й аподизацію Чебишева, Кайзера, Sinx/x та ін., що дозволяють виконувати синтез фільтрів на ПАХ з характеристиками, що задовольняють вимогам сучасної радіоелектронної апаратури.

Однією з головних проблем, властивих методу зважування зміною довжини електродів, є точне відтворення малих амплітуд, що вимагається для реалізації затухання в смузі загородження понад 50...60 дБ. Це обмеження пов'язано з дією ефекту дифракції пучка ПАХ від малих апертур. Спотворення ж амплітудного і фазового фронтів ПАХ в аподизованому ЗШП практично виключають можливість використання двох подібних ЗШП в одному фільтрі з метою перемноження їхніх функцій передачі та послаблення вимог для вхідного перетворювача. Усунути цю проблему дозволяє використання іншого ЗШП із порівняно плоским фронтом випромінюваних ПАХ. Відбиття від багатеелектродної структури можна зменшити, застосувавши структури ЗШП з розщіпленими електродами, з зламом електродів поза зоною перекриття або секціоновані ЗШП з періодичним проріджуванням електродів. З метою зменшення втрат, обумовлених двонаправленістю випромінювання ПАХ, використовують

однонаправлені ЗШП, одна з половин якого зміщена на половину довжини хвилі і є відбивачем для оберненої ПАХ.

Значно розширити смугу пропускання в порівнянні з еквідистантними ЗШП можливо шляхом зважування просторового періоду електродів уздовж чи впоперек напрямку поширення ПАХ. Зважування при вибіркового вилученні електродів здійснюється завдяки перерозподілу зарядів між електродами, що виникло при цьому. Метод аналогічний комбінації часово-імпульсної та широтно-імпульсної модуляції сигналу. Застосування тих чи інших конструкцій ЗШП з різними методами зважування визначається колом вимог до параметрів пристроїв на ПАХ.

В таблиці № 1.1 приведено основні характеристики деяких телевізійних фільтрів на поверхневих акустичних хвилях, що виробляються серійно.

Таблиця № 1.1

Параметри телевізійних фільтрів на ПАХ

Найменування параметрів	Тип фільтра		
	ФПЗП9-451	ФПЗП9-458-2-1	ФПЗП9-458-2-2
Несуча частота зображення, МГц	38	38,9	45,75
Смуга пропускання по рівню -4,0 дБ, МГц, не менше	5,56	4,4	3,5
Нерівномірність АЧХ в смузі пропускання, дБ, не більше	1	1	1
Внесене поглинання, дБ, не більше	25	25	25

В и с н о в к и

Дана класифікація та порівняльна характеристика функціональних пристроїв на ПАХ. Функціональні можливості акустoeлектронних пристроїв значно розширились з переходом від простих приладів на об'ємних акустичних хвилях до значно складніших пристроїв на поверхневих акустичних хвилях, які знаходять широке використання для генерації й обробки високочастотних сигналів в електронних системах різноманітного призначення.

Великий інтерес до пристроїв на поверхневих акустичних хвилях зумовлено відомими особливостями перетворення й розповсюдження ПАХ, а також успіхами фото- та електронно-променевої літографії.

Функціональні пристрої на ПАХ в теперішній час представлені широкою номенклатурою пристроїв: вузькосмуговими фільтрами, лініями затримки, комутуючими пристроями, резонаторами на ПАХ, дисперсійними фільтрами стиснення ЛЧМ-сигналу, пристроями запам'ятовування, генераторами на ПАХ тощо.

2. СИНТЕЗ ФІЛЬТРІВ НА ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЯХ

2.1. Структура і основні характеристики фільтрів

на поверхневих акустичних хвилях

На п'єзоелектричній підложці розміщено два зустрічно-штирових перетворювачі (ЗШП) поверхневих акустичних хвиль, один із яких — вхідний перетворює за рахунок п'єзоефекту прикладений електричний сигнал у ПАХ, а другий — вихідний здійснює зворотне перетворення (рис. 2.1) . На вихідний ЗШП, що має N_i електродів, від вхідного ЗШП надходить акустичний сигнал $s(t)$. При проходженні ПАХ під i -м електродом на електроді через п'єзоефект наводиться заряд $q_i(t)$, пропорційний $s(t)$. На шинах, що з'єднують електроди ЗШП, наведені заряди підсумовуються і електричний сигнал на вихідному ЗШП має вигляд:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N_2} A_i s_i(t) \quad (2.1)$$

де $s_i(t)$ — сигнал, прийнятий i -м електродом; A_i — коефіцієнт, що залежить від матеріалу підкладки, геометрії електродів, способу з'єднання електродів із шиною й ін.

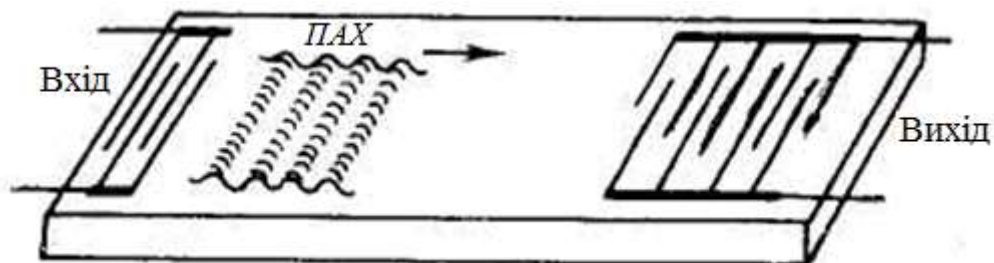


Рис. 2.1. Структура фільтра на ПАХ

Вихідний сигнал (2.1) виникає в результаті лінійної комбінації вхідного сигналу, узятото в різні моменти часу і з різними ваговими коефіцієнтами A_i , тобто з (2.1) видно, що ЗШП здійснює цифрову фільтрацію.

Теорія цифрової фільтрації в наш час розроблена досить докладно і ми обмежимося викладом стосовно до фільтрів на ПАХ основних питань, знання яких необхідно при проектуванні фільтрів на ПАХ.

Імпульсна характеристика смугового фільтра на ПАХ. Якщо на вхідний ЗШП фільтра (Рис. 2.1) подати δ -імпульс електричної напруги, то від вхідного зустрічно-штирового перетворювача будуть поширюватися поверхневі збуджування, структура яких визначається структурою вхідного ЗШП. Збудження, що поширюються до вихідного ЗШП, має вигляд:

$$h_1(t) = \sum_{i=1}^{N_1} A_{1i} \delta\left(t - \frac{x_i}{v}\right) \quad (2.2)$$

де N_1 — кількість електродів вхідного перетворювача; A_{1i} — «ваги» електродів вхідного ЗШП, обумовлені конструкцією перетворювача (у найпростішому випадку вони пропорційні довжині перекриття електродів); x_i — координати точок максимального збудження ПАХ; v - швидкість ПАХ.

У моделі δ -джерел точки x_i розташовані на краях електродів — по дві точки на кожний. Для простоти часто використовують модель однієї δ -функції, у якій дві сусідні δ -функції замінюють однією. У випадку підкладок, на яких п'єзоефект викликає нормальні до поверхні механічні напруги, наприклад на YZ-зрізу ніобат літію LiNbO_3 , поєднують дві δ -функції, що ставляться до одного електрода, і точка x_i відповідає середині i -го електрода. У випадку підкладок, на яких п'єзоефект викликає дотичні механічні напруги, наприклад на кварці ST-зрізу, поєднують дві δ -функції, що ставляться до одного зазору між електродами, і точка x_i відповідає середині зазору між i -м й $(i + 1)$ -м електродом.

При проходженні збудження (2.2) під вихідним ЗШП за рахунок п'єзоефекту на електродах наводяться заряди q_i . Можна вважати, що заряди виникають у моменти часу, що відповідають проходженню імпульсів поверхневої напруги під точками максимального збудження ПАХ. Отже, сигнал на вихідному перетворювачі можна записати у вигляді:

$$h_2(t) = \left[\sum_{i=1}^{N_2} A_{2i} \delta\left(t - \frac{x_i}{v}\right) \right] h_1(t) , \quad (2.3)$$

де $h_1(t)$ визначається співвідношенням (2.2).

Якщо крок розміщення електродів d вхідного й вихідного перетворювачів однаковий, то вихідний сигнал складається з N_1+N_2-1 імпульсів

$$h_2(t) = \sum_{i=1}^{N_1+N_2-1} y_i \delta[t - (i-1)\tau] , \quad (2.4)$$

які слідує один за одним через інтервали часу $\tau = d/v$.

Амплітуда i -го імпульсу є зважена сума імпульсів вхідного сигналу, що впливає у цей момент на вихідний перетворювач:

$$y_i = \sum_{k=1}^{N_1+N_2-1} A_{1k} A_{2N_1+1+k-i}$$

Рівняння (2.2), що представляє собою реакцію вхідного ЗШП на δ -імпульс, описує імпульсну характеристику вхідного перетворювача. Імпульсна характеристика вихідного ЗШП має аналогічний вигляд [див. співмножник у квадратних дужках в (2.3)], а імпульсний відгук усього фільтра є згортка імпульсних характеристик вхідного й вихідного ЗШП.

Якщо імпульсна характеристика одного з перетворювачів, наприклад вхідного, дуже короткочасна й може бути представлена однієї δ -функцією: $h_1(t) = \delta(t)$, то імпульсна характеристика всього фільтра збігається з імпульсною характеристикою другого перетворювача:

$$h(t) = h_2(t) . \quad (2.5)$$

Частотна характеристика фільтра на ПАХ. Комплексна частотна характеристика чотирьохполюсника пов'язана з його імпульсною характеристикою $h(t)$ Фур'є-перетворенням. Отже, по відомій $h(t)$ можна знайти частотну характеристику фільтра на ПАХ:

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt . \quad (2.6)$$

Імпульсний відгук такого фільтра при $N_2=9$ представлений на рис.2.2, а.

Для частотної характеристики одержуємо за допомогою Фур'є-перетворення:

$$H(\omega) = A \sum_{n=1}^{N_2} \exp\left(-j\pi n \frac{f - f_0}{f_0}\right), \quad (2.7)$$

де $f_0 = v_2/d$ — центральна частота ЗШП.

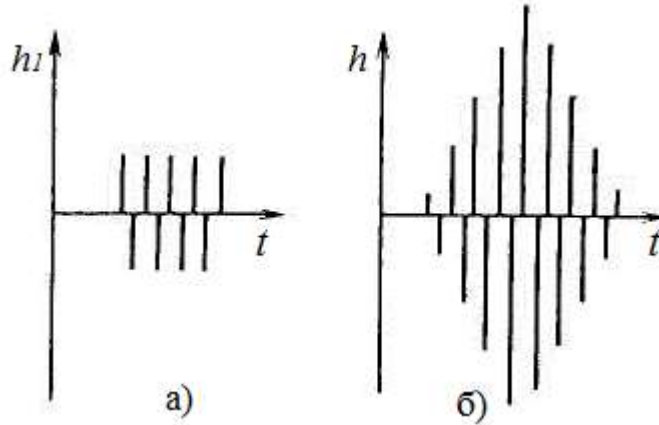


Рис. 2.2. Імпульсна характеристика однорідного ЗШП (а) і фільтра, що має два однорідних ЗШП (б)

Суму в правій частині (2.7) обчислити нескладно, оскільки вона являє собою геометричну прогресію. У досить вузькому діапазоні частот поблизу f_0 можна записати:

$$H(\omega) = N_2 A \sin\left(\pi N_2 \frac{f - f_0}{2f_0}\right) / \left(\pi N_2 \frac{f - f_0}{2f_0}\right), \quad (2.8)$$

тобто частотна характеристика фільтра з однорідним ЗШП має вигляд $\sin x/x$.

З (2.8) видно, що перші нулі частотної характеристики відповідають частотам $f_{1,2} = f_0 \mp \frac{f_0}{N_2}$, а відносна ширина смуги пропускання по перших нулях обернено пропорційна числу електродів: $(f_2 - f_1)/f_0 = 2/N_2$. З (2.8) видно також, що розглянутий варіант фільтра не забезпечує досить сильного придушення сигналу поза смугою пропускання. Коефіцієнт передачі на частоті першого (або мінус першого) максимуму частотної характеристики

дорівнює -13,46 дБ.

Розглянемо ще один приклад - фільтр, що складається із двох однакових однорідних ЗШП по N електродів кожний. Для імпульсної характеристики такого фільтра із (2.5) одержимо:

$$h(t) = \sum_{n=-N+1}^{N+1} A_n \delta(t - n\tau), \quad (2.9)$$

де $A_n = (-1)^n A(N+n)$ при $-N+1 \leq n \leq 0$;

$A_n = (-1)^n A(N-n)$ при $0 \leq n \leq N-1$.

На Рис. 2.2, б показана імпульсна характеристика (2.9) для $N=9$.

З (2.9) і (2.6) при $N \gg 1$ випливає:

$$|H(\omega)| = AN^2 \left[\sin\left(\pi N \frac{f-f_0}{2f_0}\right) / \left(\pi N \frac{f-f_0}{2f_0}\right) \right]^2. \quad (2.10)$$

Частотна характеристика (2.10) описується добутком частотних характеристик виду (2.8) вхідного й вихідного перетворювачів.

2.2. Синтез фільтрів на поверхневих акустичних хвилях

При проектуванні фільтрів доводиться зіштовхуватися із завданням синтезу - по заданій частотній характеристиці визначити геометрію фільтра, тобто знайти число, положення й конфігурацію електродів кожного ЗШП. Дане завдання, що є істотно складнішим, чим завдання аналізу, будемо вирішувати у два етапи. Метою першого етапу поставимо знаходження ваг відліків імпульсної характеристики кожного ЗШП, а метою другого - знаходження геометрії конкретної реалізації фільтра.

На першому етапі по відомій функції $H(\omega)$ потрібно визначити число відліків N_1 й N_2 і всі коефіцієнти A_{1n} й A_{2n} імпульсних характеристик:

$$h_1(t) = h_1(n) = \sum_{n=1}^{N_1} A_{1n} \delta(t - n\tau);$$

$$h_2(t) = h_2(n) = \sum_{n=1}^{N_2} A_{2n} \delta(t - n\tau).$$

Таким чином, завдання зводиться до визначення $h_1(t)$ і $h_2(t)$ по загальній імпульсній характеристиці фільтра $h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega$. Точніше кажучи, дискретні функції $h_1(n)$ і $h_2(n)$ повинні визначатися з функції $h(n)$, що одержують шляхом дискретизації із кроком τ безперервної функції $h(t)$. Як було вже зазначено, $h(t)$ є згортка дискретних функцій $h_1(n)$ і $h_2(n)$, і, отже, можна записати:

$$h(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h_1(m) h_2(n-m). \quad (2.11)$$

Визначення $h_1(n)$ і $h_2(n)$ з (2.11) можна назвати «розгорненням» функції $h(n)$. Звичайно для простоти припускають, що один із ЗШП фільтра є широкосмуговим, а частотну характеристику формує другий, смугозадавальний ЗШП. У такому випадку широкосмуговий перетворювач є однорідним перетворювачем з малим числом відліків імпульсної характеристики і його смуга пропускання істотно перевищує смугу пропускання другого ЗШП. Імпульсна характеристика широкосмугового ЗШП, наприклад $h_1(t)$, має малу тривалість, і в результаті (2.5) імпульсна характеристика всього фільтра збігається з імпульсним відгуком смугозадавального ЗШП: $h_2(n) = h(n)$. Такий підхід дозволяє в принципі вирішити завдання синтезу необхідної частотної характеристики фільтра на ПАХ, хоча не забезпечує реалізації фільтра з мінімальним загальним числом відліків імпульсного відгуку.

Однак на такому шляху виникають ускладнення. Спробуємо синтезувати ідеальний смуговий фільтр, частотна характеристика якого має вигляд $H(f) = U_{-1}(f - f_1) - U_{-1}(f - f_2)$, де $U_{-1} = 0$ при $x < 0$ та $U_{-1} = 1$ при $x \geq 0$, східчаста функція. Частотна характеристика ідеального смугового фільтра показана на Рис. 2.3, а.

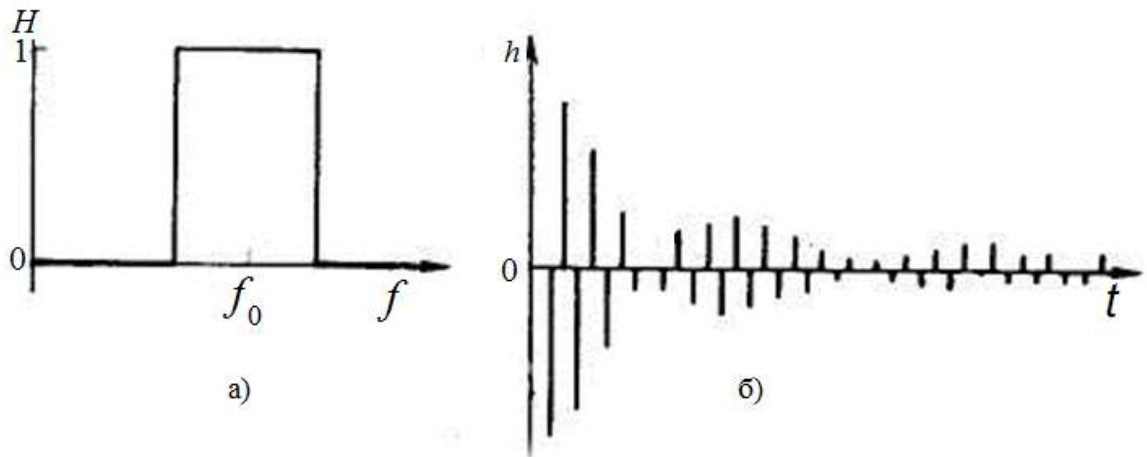


Рис. 2.3. Частотна (а) і імпульсна (б) характеристики ідеального смугового фільтра

Для імпульсного відгуку ідеального смугового фільтра одержуємо:

$$h(t) = \Delta f e^{j2\pi f_0 t} \frac{\sin(\pi \Delta f t)}{\pi \Delta f t}. \quad (2.12)$$

де $\Delta f = f_2 - f_1$.

Множник $e^{j2\pi f_0 t}$ в (2.12) відповідає переносу середини частотної характеристики на частоту f_0 , а співмножник виду $\sin x/x$ називають імпульсною характеристикою $h_0(t)$ низькочастотного (НЧ) прототипу фільтра. З (2.12) видно, що при синтезі фільтра мова йде про реалізацію імпульсної характеристики НЧ прототипу. З (2.12) видно, що

$$h_0(n) = \Delta f \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \frac{\sin x_n}{x_n},$$

де $x_n = \pi n(f_2 - f_1)/2f_0$, тобто імпульсна характеристика ідеального смугового фільтра виявляється нескінченної в часі й для її реалізації потрібне нескінченне число електродів, що безглуздо. На Рис. 2.3, б наведений вид імпульсної характеристики (половина, що відповідає $t > 0$) ідеального смугового фільтра.

Відповідно, можливо реалізувати тільки таку частотну характеристику, Фур'є-перетворення якої скінчене в часі. На практиці звичайно не задають точний вид $H(\omega)$, а вимагають, щоб у смузі пропускання від f_1 до f_2 (Рис. 2.4)

коефіцієнт передачі був досить близький одиниці, ширина перехідної області між смугою пропускання й областю затримування була менше заданої й поза смугою пропускання коефіцієнт передачі був досить близький нулю (або, щонайменше, у задане число раз менше, ніж у середині смуги пропускання).

У реального фільтра смугу пропускання визначають звичайно по деякому умовному рівню. Наприклад, частоти f_1 і f_2 визначають смугу пропускання за рівнем -1 дБ від пропускання поблизу центральної частоти f_0 (Рис. 2.4). Область затримування також визначають по умовному рівню, наприклад за рівнем ослаблення сигналу на 40 дБ у порівнянні з ослабленням на частоті f_0 . Даному рівню відповідають частоти f'_1 й f'_2 , так що при $f < f'_1$ й $f > f'_2$ розташована область затримування. Ширину перехідних ділянок $[f'_1, f_1]$ і $[f_2, f'_2]$ звичайно задають коефіцієнтом прямокутності (наприклад, по рівнях -1 та -40 дБ): $k_{n/40} = (f'_2 - f'_1)/(f_2 - f_1)$.

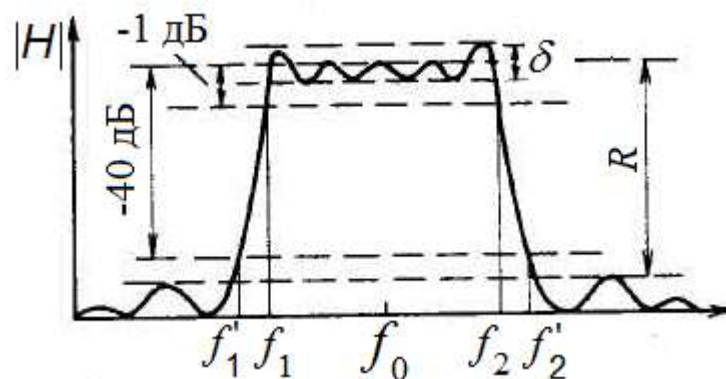


Рис. 2.4. Частотна залежність коефіцієнта передачі смугового фільтра

Відхилення коефіцієнта передачі в смузі пропускання від максимального значення характеризують параметром δ -нерівномірністю в смузі пропускання, вираженої в децибелах. Поза смугою пропускання коефіцієнт передачі характеризують величиною R -рівнем бічних пелюстків, тобто максимальним значенням відношення $|H(f)|/|H(f_c)|$ в області затримування, виражають часто в децибелах. Таке визначення частотної

характеристики, що впливає з вимоги практики, не приводить однозначно до імпульсної характеристики фільтра, але дозволяє підбирати прийнятну кінцеву імпульсну характеристику виходячи з відомих δ , k_n й R . Отже, завдання синтезу фільтра, що має частотну характеристику, задану величинами δ , k_n й R , зводиться до підбору імпульсної характеристики кінцевої тривалості, Фур'є-перетворення якої задовольняє пред'явленим вимогам. Правильний підбір залежить від досвіду розроблювача, однак, опираючись на теорію цифрових фільтрів, можна дати деякі рекомендації.

Зниження рівня бічних пелюстків. Відповідно до співвідношення (2.8) було встановлено, що для однорідного ЗШП рівень бічних пелюстків досить високий: -13,46 дБ; однак вже для фільтра, що складається із двох однакових однорідних ЗШП (2.10), рівень бічних пелюстків падає до -27 дБ, що є наслідком згладжування імпульсної характеристики до країв (Рис. 2.2, а й б).

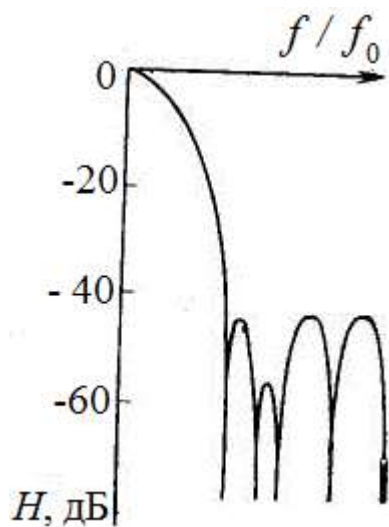


Рис.2.5. Частотна характеристика ЗШП із аподизацією по Хеммінгу

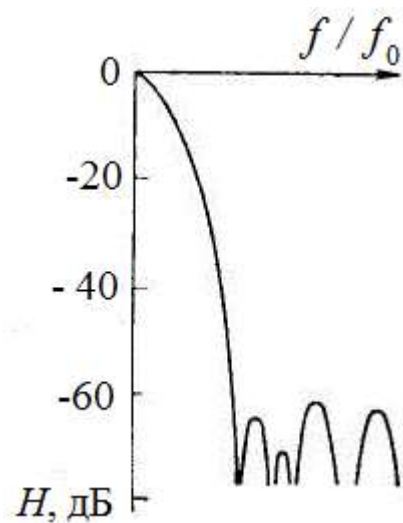


Рис. 2.6. Частотна характеристика фільтра, що має ЗШП із аподизацією по Хеммінгу і однорідний ЗШП із удвічі меншим числом електродів

Такий результат підказує шлях зниження бічних пелюстків у фільтрах на ПАХ - згладжування імпульсної характеристики фільтра до країв, тобто множення її на деяку убуючу до країв функцію, так звану функцією

аподизації або аподизація імпульсної характеристики. Цей метод широко використовують у теорії цифрових фільтрів.

Візьмемо в якості прикладу фільтр типу «косинус на п'єдесталі», для якого функцію аподизації беруть у вигляді функції Хеммінга:

$$\omega_x(t) = k + (1 - k) \cos^m(\pi/2T). \quad (2.13)$$

де $2T$ — повна тривалість імпульсного відгуку. Параметри k й m в (2.13) можуть бути різними, однак найчастіше беруть $k=0,08$ і $m=2$.

Імпульсна характеристика фільтра типу «косинус на п'єдесталі»

$$h_0(t) = [k + (1 - k) \cos^2(\pi/2T)] \cdot [U_{-1}(t + T) - U_{-1}(t - T)]. \quad (2.14)$$

Проводячи Фур'є-перетворення, одержуємо частотну характеристику:

$$|H(f)| = \frac{1 + k}{2} \frac{\sin 2\pi f T}{\pi f} + \frac{1 - k}{4} \left[\frac{\sin 2\pi T(f - 1/2T)}{\pi(f - 1/2T)} + \frac{\sin 2\pi T(f + 1/2T)}{\pi(f + 1/2T)} \right]. \quad (2.15)$$

Ваги відліків імпульсного відгуку визначаються з (2.14):

$$A_n = (-1)^n [k + (1 - k) \cos^2(\pi n / 4f_0 T)],$$

де $-N_{\max} \leq n \leq N_{\max}$; $N_{\max} = 2f_0 T$.

Вид частотної характеристики фільтра, що складається із широкосмугового ЗШП і ЗШП, аподизованого по Хеммінгу, представлено на Рис. 2.5. З (2.15) і Рис. 2.5 неважко переконатися, що аподизація по Хеммінгу забезпечує рівень придушення бічних пелюстків -42,8 дБ. Для збільшення придушення бічних пелюстків можна виконати комбінацію із ЗШП, аподизованого по Хеммінгу, і однорідного ЗШП, число електродів якого вдвічі менше, ніж в аподизованого ЗШП. У такій комбінації перетворювачів перший нуль коефіцієнта передачі однорідного ЗШП доводиться на перший бічний максимум коефіцієнта передачі аподизованого ЗШП, і рівень бічних пелюстків знижується майже до -60 дБ. Частотна характеристика фільтра з такими ЗШП представлена на Рис. 2.6.

В и с н о в к и

Синтез пристроїв на поверхневих акустичних хвилях – це визначення по заданим амплітудно-частотним характеристикам геометрії пристрою, тобто знаходження кількості, положення та конфігурацію електродів кожного зустрічно-штирового перетворювача (ЗШП). Дане завдання вирішується у два етапи. Метою першого етапу є знаходження ваг відліків імпульсної характеристики кожного ЗШП, а метою другого - знаходження геометрії конкретної реалізації пристрою.

Ефективним методом забезпечення необхідної форми амплітудно-частотних характеристик фільтрів на поверхневих акустичних хвилях є аподизація електродів зустрічно-штирових перетворювачів згідно функцій Хеммінга, Чебишева, Бесселя, Кайзера тощо.

В цьому дипломному проекті для придушення бічних пелюстків амплітудно-частотної характеристики використано комбінацію із ЗШП, аподизованого по Хеммінгу, і однорідного ЗШП, число електродів якого вдвічі менше, ніж в аподизованого ЗШП. У такій комбінації перетворювачів перший нуль коефіцієнта передачі однорідного ЗШП доводиться на перший бічний максимум коефіцієнта передачі аподизованого ЗШП, і рівень бічних пелюстків знижується майже до -60 дБ.

3. РОЗРАХУНКОВА ЧАСТИНА

3.1. Фізико-математична модель фільтра на поверхневих акустичних хвилях з аподизацією електродів згідно функції Хеммінга

Фізико-математичну модель фільтра на ПАХ з аподизацією електродів згідно функції Хеммінгу доцільно побудувати на базі моделі Δ - джерел, у якій припускається, що електроди ЗШП є дискретними джерелами акустичної (електричної) енергії, що описуються Δ - функціями, заданими на краях кожного електрода. Для спрощення розрахунку два Δ - джерела однієї полярності, що належать одному електроду або зазору, об'єднують в один, що знаходиться в центрі електрода або зазору. У залежності від значення коефіцієнта електромеханічного зв'язку у реальних п'єзоелектриках превалює тангенціальна або нормальна складова електричного поля [3, 5, 6]. Тому, можна вважати, що ПАХ у п'єзоелектриках з слабким зв'язком (кварц SiO_2) поверхнева акустична хвиля збуджується гармонічними Δ - джерелами, розміщеними у центрах зазорів ЗШП, а в п'єзоелектриках з сильним зв'язком (ніобат літію- LiNbO_3 , германат вісмуту – $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, силікат вісмуту – $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$, оксиду цинку – ZnO , нітрид алюмінію – AlN) - Δ - джерелами, розміщеними у центрах електродів. Знак сумарного Δ - джерела визначається знаком електричного поля в k -му зазорі або на k -му електроді, а фаза – координатою електроду або зазору.

У ролі вихідної моделі розглянемо функціональну схему фільтра на ПАХ (рис.3.1), яка містить вибіркоковий ЗШП з аподизацією електродів згідно функції Хеммінгу та еквідистантний ЗШП 2. Зустрічно-штирові перетворювачі напілені на п'єзоелектричний звукопровід 3 з поглиначами ПАХ 4 і 5, необхідних для створення режиму біжучих акустичних хвиль.

При дії на вхідний ЗШП електричного сигналу $u_{\text{ex}} = U_m \exp j(2\pi f + \varphi_0)$ у прилеглих до електродів ділянках п'єзоелектричного звукопроводу за рахунок зворотного п'єзоефекту виникають механічні напруги, що

призводять до збудження ПАХ, які розповсюджуються в різні сторони. ПАХ, яка генерується вхідним ЗШП, можна представити як суму хвиль a_n , що створені кожним окремим Δ - джерелом.

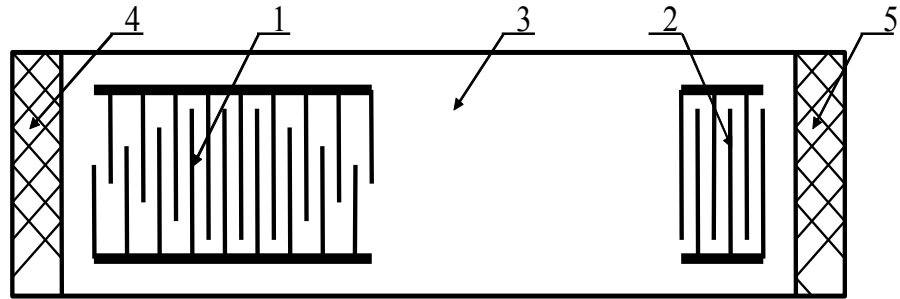


Рис.3.1. Конструкція фільтра на ПАХ

Всі електроди, приєднані до загальної шини, збуджуються однією й тією ж напругою і тому створюють хвилі з однією й тією ж фазою. Однак, оскільки електроди розміщені вздовж ЗШП, то по досягненню кінця ЗШП кожна з них має свій фазовий зсув.

Нехтуючи ефектом кінцевої ширини електродів при рівності ширини електроду й зазору, при якій ефективність ЗШП максимальна, і кількості електродів $N \gg 1$ на основі моделі дискретних Δ - джерел ПАХ на виході вхідного перетворювача можна представити [3...6, 15, 16]:

$$a_H = \sum_{n=1}^{N_H} a_n = \gamma_1 u_{\text{вх}} \sum_{n=1}^{N_H} \exp[j(n-1)\pi\delta], \quad (3.1)$$

де $a_n = \gamma_1 u_{\text{вх}} \exp[j(n-1)\pi\delta]$ - поверхнева акустична хвиля, яка збуджується n -м Δ - джерелом ($n=1, 2, \dots, N_n$); N_n - кількість електродів неаподизованого ЗШП; γ_1 - коефіцієнт електромеханічного перетворення електричного сигналу в ПАХ; $\delta = (f_0 - f)/f_0 = (\lambda - \lambda_0)/\lambda$ - відносне частотне розстроювання; $\lambda_0 = V/f_0$; V - фазова швидкість ПАХ; f_0 і λ_0 - резонансна частота та довжина ПАХ ($\lambda_0 = \lambda_p$, λ_p - період ЗШП).

Після підсумовування співвідношення (3.1) для малого розстроювання ($\delta \ll 1$) одержимо:

$$a_H = \gamma_1 u_{\text{вх}} N_H \frac{\sin X}{X} \exp(j\psi_H), \quad (3.2)$$

де $X = N_H \frac{\pi}{2} \delta$, а фаза ПАХ на виході неаподизованого ЗШП визначається формулою:

$$\psi_H = (N_H - 1) \frac{\pi}{2} \delta. \quad (3.3)$$

Набіг фази ПАХ на ділянці звукопровода між зустрічно-штировими перетворювачами L_0 визначається наступним співвідношенням:

$$\psi_L = -\frac{2\pi}{\lambda} L_0 = -\frac{2\pi}{\lambda_0} L_0 (1 - \delta). \quad (3.4)$$

Тоді, нехтуючи малими втратами на поширення ПАХ по поверхні звукопровода, поверхневу акустичну хвилю на вході аподизованого ЗШП можна представити у вигляді:

$$a = a_H \exp(jX) = \gamma_1 u_{\text{вх}} N_H \frac{\sin X}{X} \exp[j(\psi_H + \psi_L)]. \quad (3.5)$$

Використовуючи модель Δ - джерел для вихідного аподизованого ЗШП, вихідний електричний сигнал фільтра на ПАХ можна надати у вигляді:

$$u_{\text{вих}} = \sum_{m=1}^{N_a} u_m = \gamma_2 a \sum_{m=1}^{N_a} A_m \exp[j(m-1)\pi\delta], \quad (3.6)$$

де N_a - число електродів в аподизованому ЗШП ($m=1, 2, \dots, N_a$); γ_2 - коефіцієнт електромеханічного перетворення ПАХ в електричний сигнал; A_m - амплітудні значення відліків імпульсного відгуку аподизованого ЗШП згідно функції Хеммінга:

$$A_m = (-1)^m \left[k + (1-k) \cos^2 \left(m \frac{\pi}{N_a} - \frac{\pi}{2} \right) \right]. \quad (3.7)$$

Комплексний коефіцієнт передачі фільтра на ПАХ:

$$\vec{F} = \frac{u_{\text{вх}}}{u_{\text{вх}}} = \gamma_1 \gamma_2 N_H \frac{\sin X}{X} \exp[j(\psi_H + \psi_L)] \sum_{m=1}^{N_a} A_m \exp[j(m-1)\pi\delta]. \quad (3.8)$$

При резонансній частоті ($f = f_0$, $\lambda = \lambda_0 = \lambda_p$, $\delta = 0$) комплексний коефіцієнт передачі фільтра на ПАХ приймає вигляд:

$$\vec{F}_0 = \frac{u_{\text{вх}}}{u_{\text{вх}}} = \gamma_1 \gamma_2 N_H \exp \left[-j \frac{2\pi L_0}{\lambda_0} \right] \sum_{m=1}^{N_a} A_m. \quad (3.9)$$

Тоді нормований комплексний коефіцієнт передачі визначається співвідношенням:

$$\vec{F}_{\text{нм}} = \frac{\vec{F}}{\vec{F}_0} = \vec{K}_H \vec{K}_a = K \exp(j\psi), \quad (3.10)$$

де K і ψ - амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики фільтра на ПАХ відповідно, які визначаються співвідношеннями:

$$K = K_H K_a; \quad (3.11)$$

$$\psi = \psi_H^0 + \psi_a; \quad (3.12)$$

$$\vec{K}_H = K_H \exp(j\psi_H^0); \quad (3.13)$$

$$K_H = \frac{\sin X}{X}; \quad (3.14)$$

$$\psi_H^0 = (N_H - 1) \frac{\pi}{2} \delta + \frac{2\pi L_0}{\lambda_0} \delta; \quad (3.15)$$

$$\vec{K}_a = \frac{\sum_{m=1}^{N_a} A_m \exp[j(m-1)\pi\delta]}{\sum_{m=1}^{N_a} A_m} = K_a \exp(j\psi_a), \quad (3.16)$$

де K_n та K_a - амплітудно-частотні характеристики неаподизованого та аподизованого зустрічно-штирових перетворювачів відповідно; ψ_H^o и ψ_a - фазочастотні характеристики неаподизованого и аподизованого зустрічно-штирових перетворювачів відповідно.

На Рис.3.2 зображена амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) K_n (3.14) неаподизованого ЗШП, з якої випливає, що смуги пропускання неаподизованого ЗШП на рівні -3 дБ та -10 дБ відповідно приймають значення: $\Delta f_{-3\text{дБ}} = 1,76$ МГц та $\Delta f_{-10\text{дБ}} = 2,94$ МГц. При цьому рівень бічних пелюстків високий і складає $-13,26$ дБ.

На Рис.3.3 зображені фазочастотні характеристики (ФЧХ) ψ_H^o (3.15) неаподизованого ЗШП при значеннях $N_o = L_o / \lambda_o = 50; 100; 150$, з яких випливає, що із збільшенням відстані між ЗШП лінійність ФЧХ зберігається, при цьому збільшується кут нахилу фазочастотної характеристики, що необхідно враховувати при проектуванні фільтрів на ПАХ. Крім того, необхідно враховувати, що при малих значеннях $N_o = L_o / \lambda_o$ буде збільшуватись інтенсивність випромінювання та приймання паразитних сигналів в результаті електромагнітних та електростатичних завад.

На Рис.3.4 зображені амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) K_a (3.16) аподизованого ЗШП при значеннях параметра аподизації $k = 0,08; 0,15; 0,20$, з яких випливає, що параметр аподизації $k=0,08$ дозволяє забезпечити значно більшу смугу пропускання аподизованого ЗШП на рівні -3 дБ та -10 дБ у порівнянні з аподизацією електродів при параметрі $k = 0,15$ та $k=0,20$, тобто: $\Delta f_{-3\text{дБ}} = 1,29$ МГц та $\Delta f_{-10\text{дБ}} = 2,27$ МГц. При цьому рівень бокових пелюстків складає $-43,5$ дБ.

На Рис.3.5 зображені фазочастотні характеристики (ФЧХ) ψ_a (3.16) аподизованого ЗШП при значеннях параметра аподизації $k = 0,08; 0,15; 0,20$, з яких випливає, що лінійність ФЧХ у смузі пропускання зберігається.

На Рис.3.6 зображені амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) $K(\delta)$ (3.11) фільтра на ПАХ з аподизованим ЗШП згідно функції Хеммінга при параметрах аподизації $k = 0,08; 0,15; 0,20$, з яких випливає, що параметр аподизації $k=0,08$ забезпечує більші смуги пропускання на рівні -3 дБ та -10 дБ при значно більшому згасанню ближнього бічного пелюстка у порівнянні з аподизацією електродів при параметрі $k = 0,15$ та $k=0,20$, тобто при $k = 0,08$ рівень бічного пелюстка складає $-63,3$ дБ.

В таблиці 3.1 представлено результати розрахунку амплітудно-частотної характеристики фільтра на ПАХ при параметрах аподизації :

$$k = 0,08; 0,15; 0,20.$$

Таблиця 3.1

Розрахункові параметри амплітудно-частотної характеристики фільтра на ПАХ

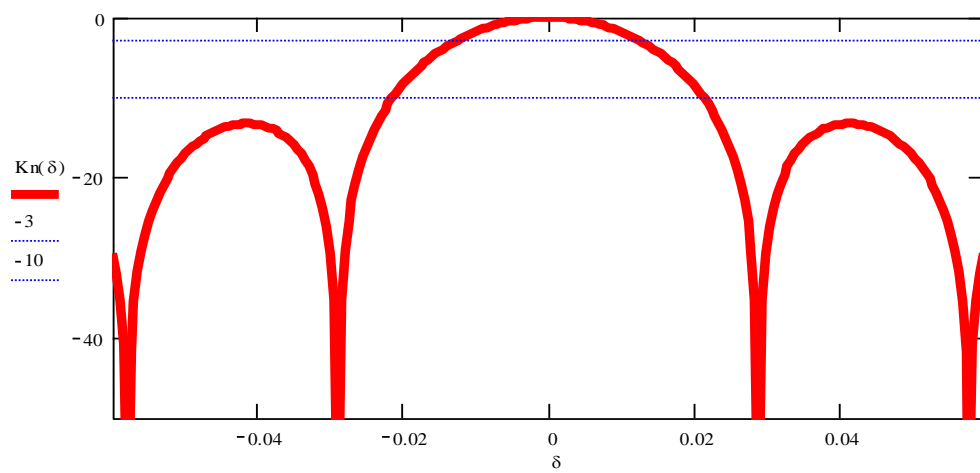
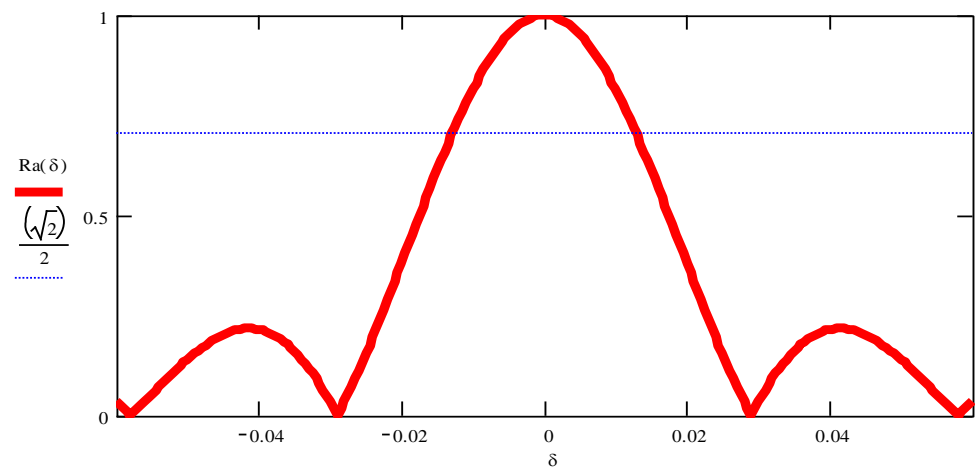
k	δ_3	Δf_3	δ_{10}	Δf_{10}	α_Γ	$K_{II} = \frac{\Delta f_{10}}{\Delta f_3} = \frac{\delta_{10}}{\delta_3}$
-----	------------	--------------	---------------	-----------------	-----------------	--

0, 08	0,007 645	1,06 66	0,0136 145	1,89 95	63,2 95	1,781
0, 15	0,007 305	1,01 92	0,0129 905	1,81 24	50,4 05	1,778
0, 20	0,007 104	0,99 16	0,0126 075	1,75 90	46,1 25	1,775

Такий низький рівень ближнього бічного пелюстка АЧХ отримано в результаті оптимального вибору параметра аподизації $k=0,08$ та використання неаподизованого ЗШП, число електродів якого у 2 рази менше у порівнянні з аподизованим ЗШП. В такій комбінації перетворювачів перший нуль коефіцієнта передачі однорідного ЗШП приходить на перший бічний максимум коефіцієнта передачі аподизованого ЗШП, тому рівень бічних пелюстків значно знижується.

На Рис.3.7 зображені фазочастотні характеристики (ФЧХ) ψ (3.12) фільтра на ПАХ с аподизованим ЗШП згідно функції Хеммінга при параметрах аподизації $k=0,08$ и значеннях $N_o = L_o / \lambda_o = 50; 100; 150$, з яких випливає, що у смузі пропускання зберігається лінійність фазочастотної характеристики, кут нахилу якої залежить від відстані між ЗШП.

На Рис.3.8 зображені залежності апертури електродів аподизованого ЗШП згідно функції Хеммінга A_m , які визначаються згідно формули (3.7) при значеннях параметра аподизації $k = 0,08$.



$$Kn(0.012818) = -3$$

$$Kn(0.021392) = -10$$

$$Kn(0.0415) = -13.262$$

Рис.3.2. Амплітудно-частотна характеристика $K_n(\delta)$ неаподизованого ЗШП

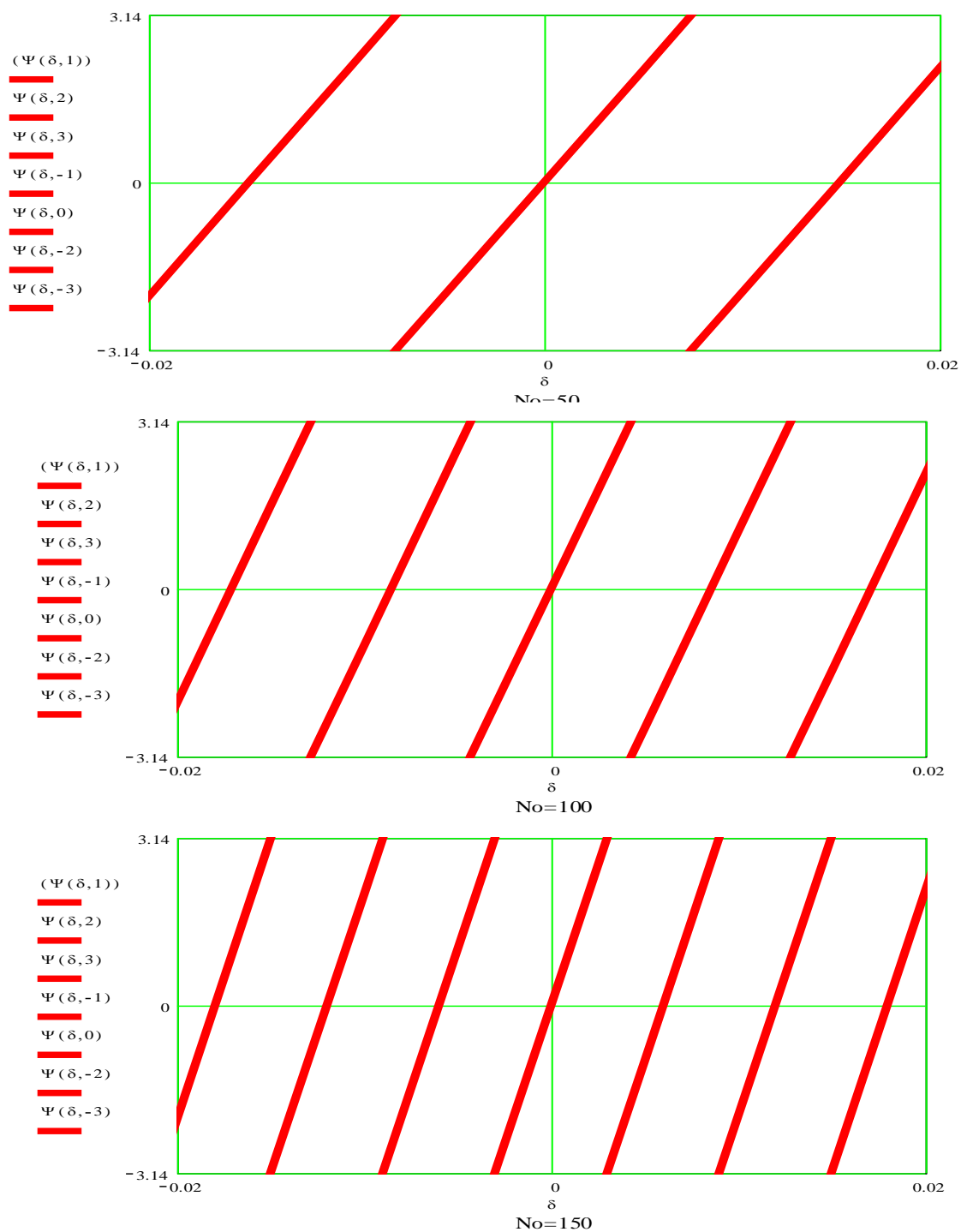


Рис.3.3. Фазочастотні характеристики $\psi_H^o(\delta)$ неаподизованого ЗШП при $N_0 = L_0/\lambda_0 = 50; 100; 150$

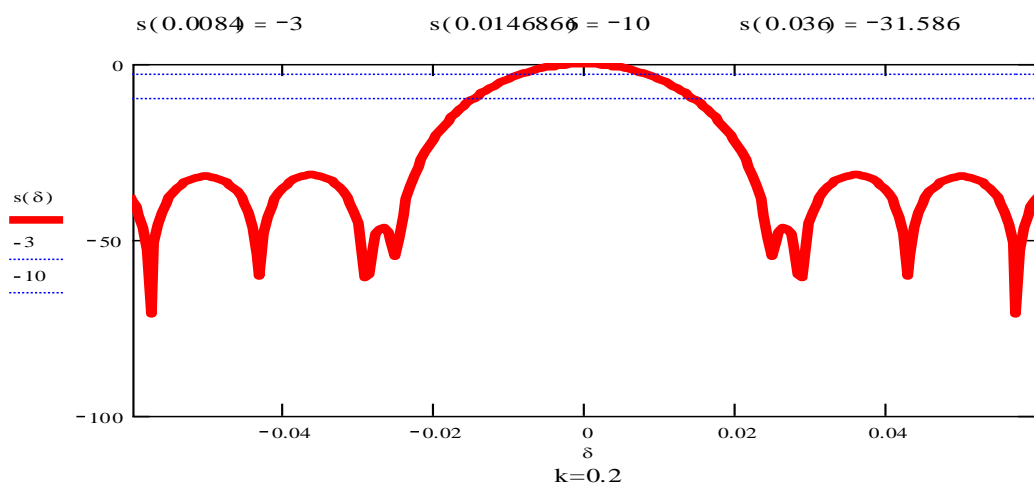
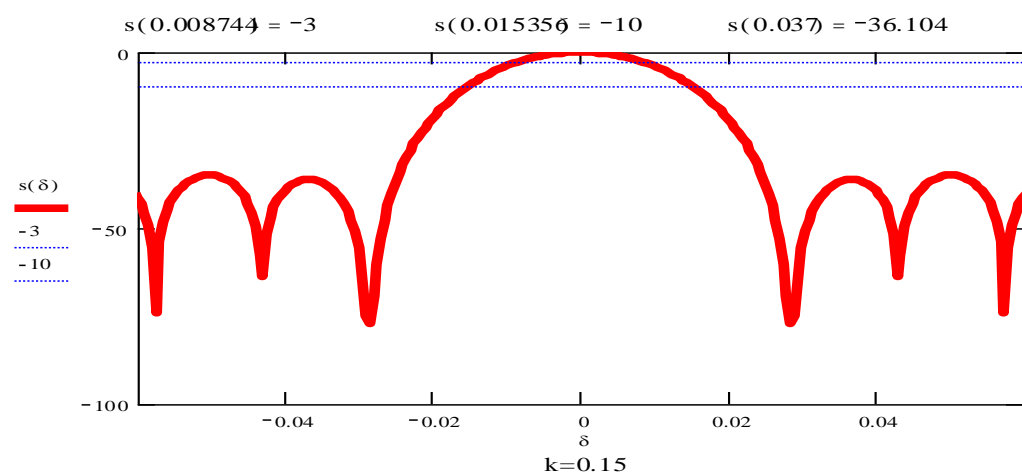
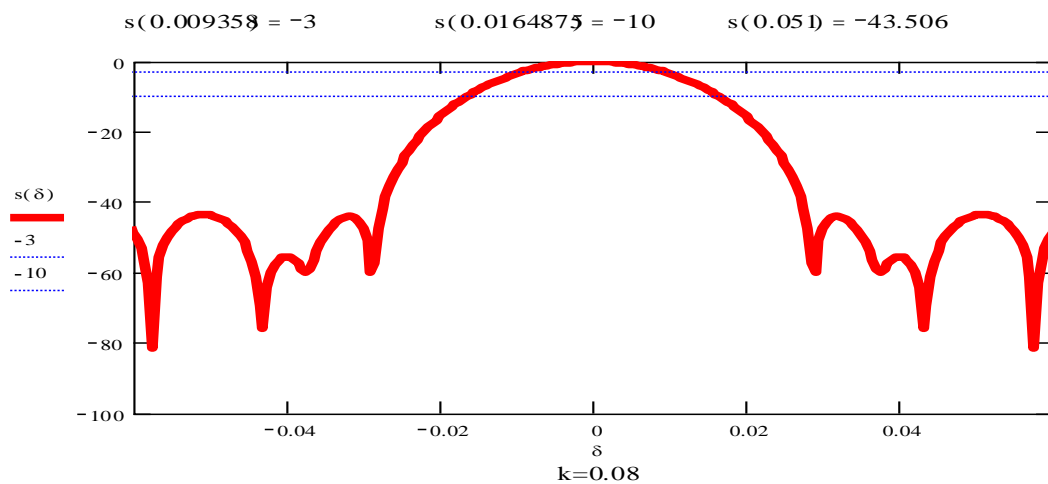


Рис.3.4. Амплітудно-частотні характеристики $K_a(\delta)$ аподизованого ЗШП
 при параметрі аподизації: $k = 0,08; 0,15; 0,20$

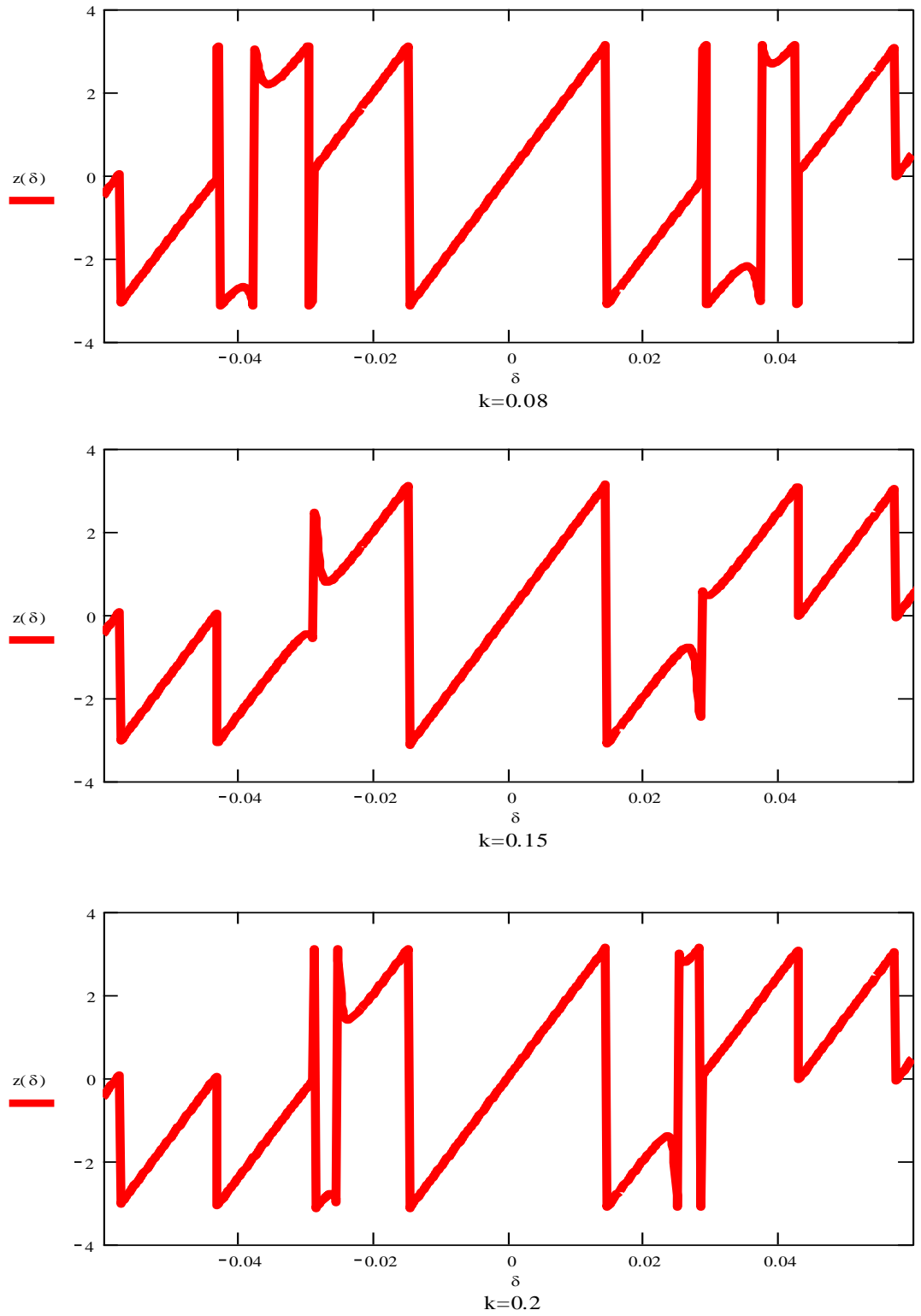


Рис.3.5. Фазочастотні характеристики $\psi_a(\delta)$ аподизованого ЗШП

при параметрі аподизації: $k = 0,08; 0,15; 0,20$

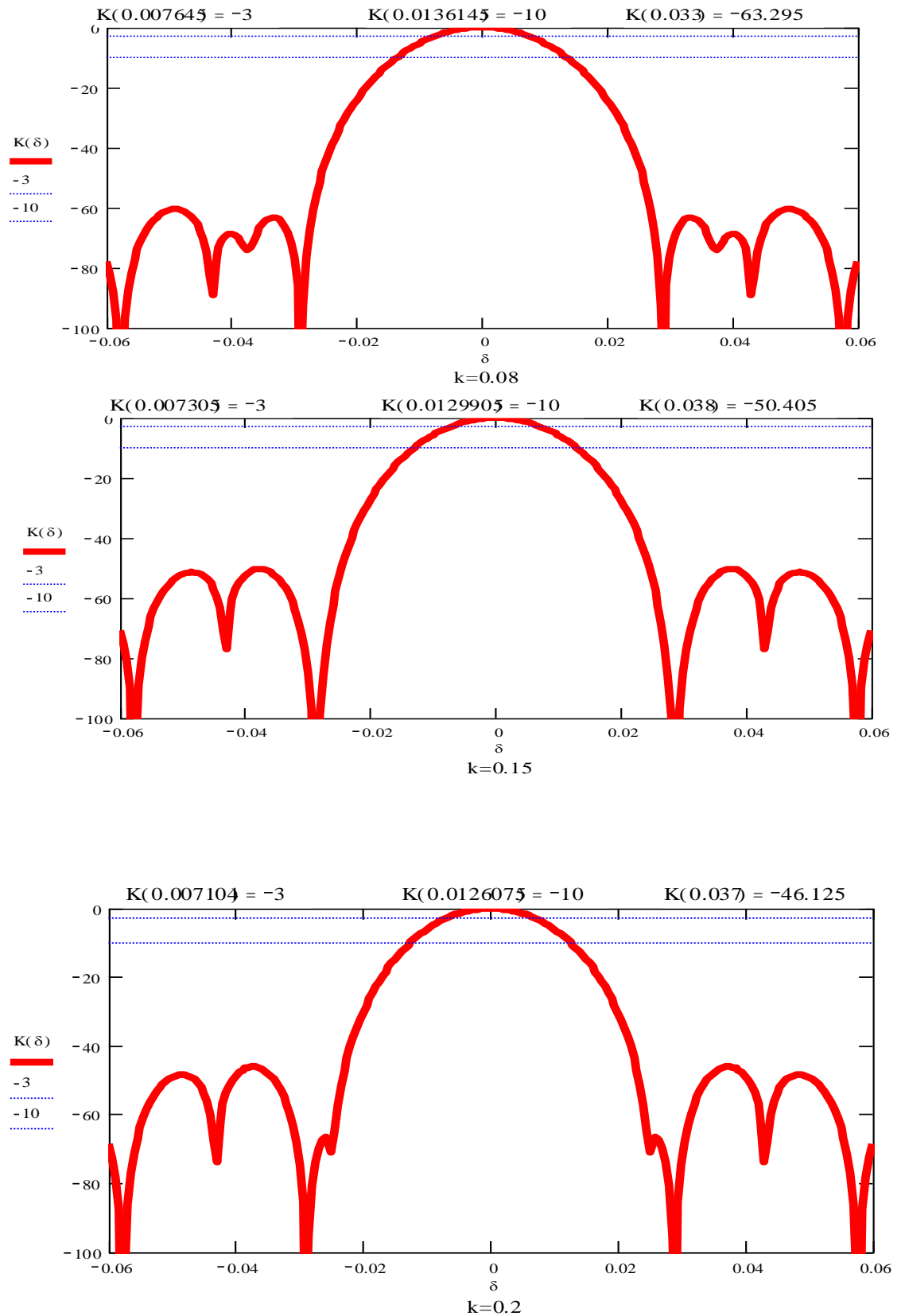


Рис. 3.6. Амплітудно-частотні характеристики $K(\delta)$ фільтра на ПАХ

при параметрі аподизації: $k = 0,08; 0,15; 0,20$

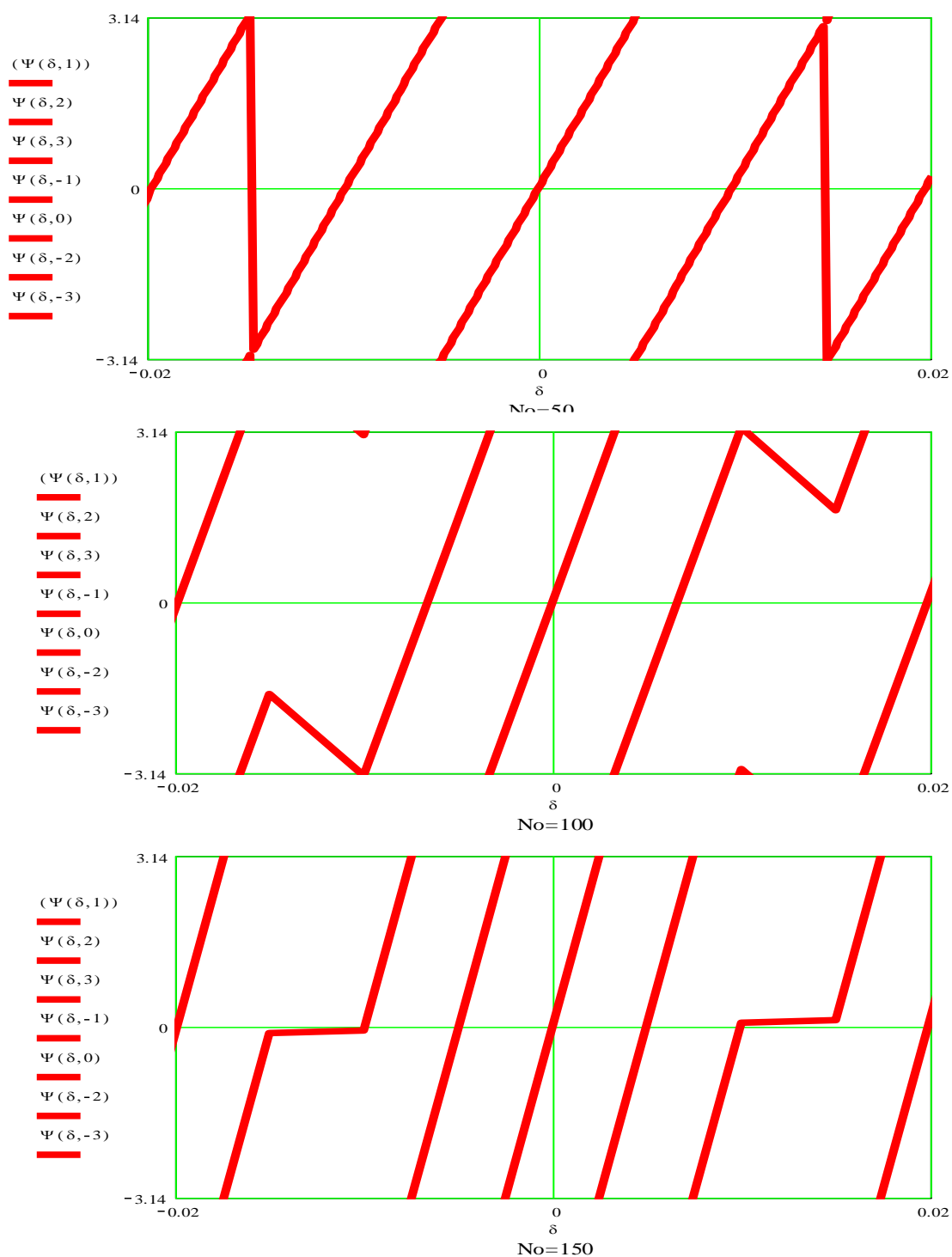
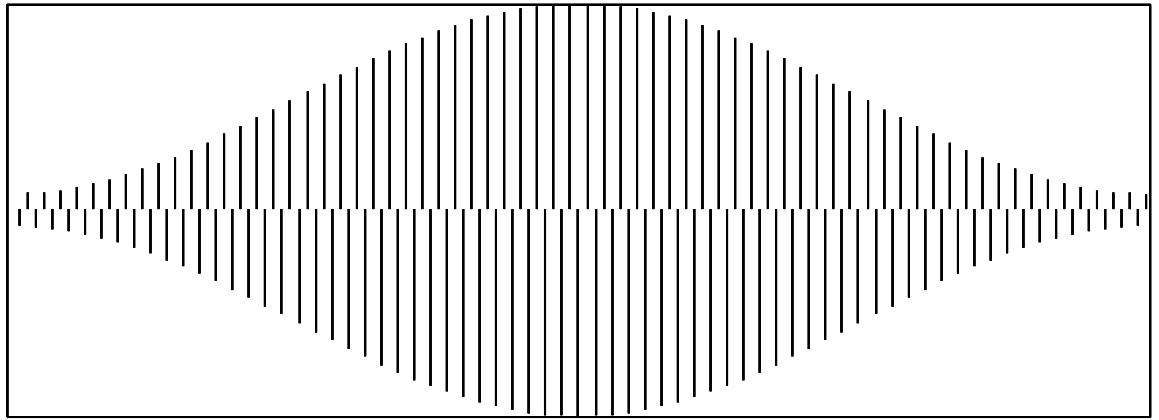


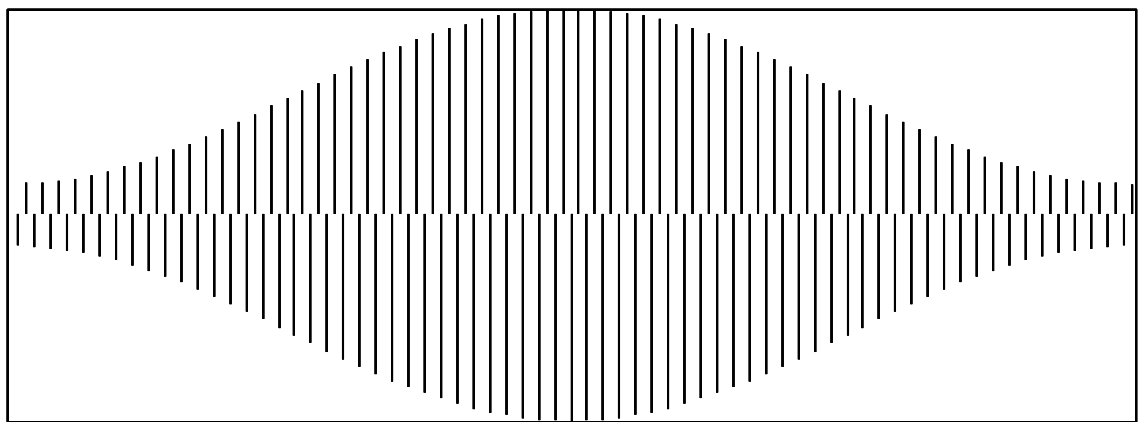
Рис.3.7. Фазочастотні характеристики $\psi(\delta)$ фільтра на ПАХ при

параметрі аподизації: $k = 0,08$ та $N_0 = L_0/\lambda_0 = 50; 100; 150$



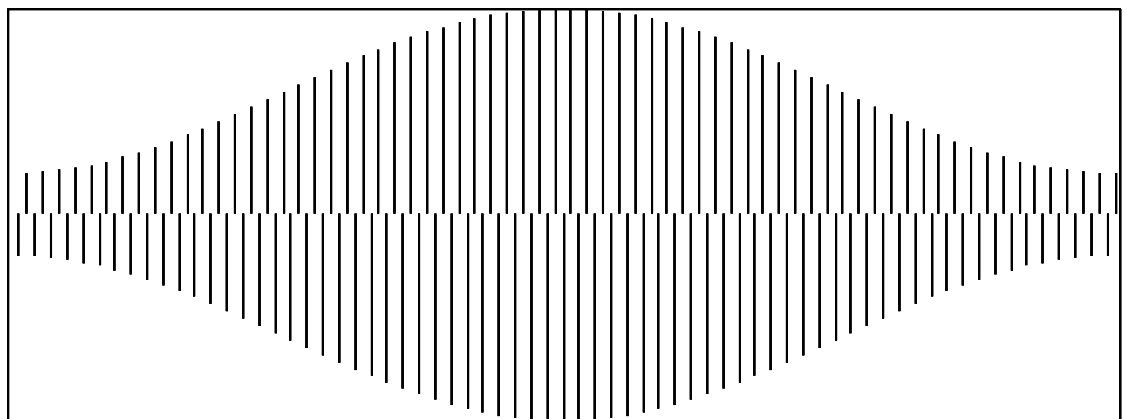
v

$k=0.08$



v

$k=0.15$



v

$k=0.2$

Рис.3.8. Залежності апертури електродів $A_m(m)$ аподизованого ЗШП згідно функції Хеммінгу при параметрі аподизації: $k= 0,08; 0,15; 0,20$

3.2. Методика розрахунку топології фільтру на ПАХ

Основним з усіх відомих способів збудження і прийому ПАХ є спосіб, заснований на п'єзоелектричному ефекті, а саме на використанні зустрічно-штирових перетворювачів, у яких відбувається взаємне перетворення електричного сигналу в акустичну хвилю. Тому однією з основних характеристик п'єзоелектричних матеріалів є коефіцієнт електромеханічного зв'язку K_c^2 , який визначається тензорами модулів пружності, п'єзоелектричних і діелектричних сталих. Для ПАХ величина K_c^2 з високою мірою точності дорівнює подвоєній відносній різниці швидкостей на вільній та металізованій поверхні п'єзоелектрика ($K_c^2 = 2\Delta V/V$). Зазвичай намагаються використовувати п'єзоелектричні кристали з якомога більшим K_c^2 , однак для вузькосмугових пристроїв на ПАХ надто високе значення цього коефіцієнту може бути небажаним, бо призводить до спотворення амплітудно-частотної та імпульсної характеристик пристрою.

Робоча частота пристрою f_0 визначається фазовою швидкістю V . При виборі матеріалів для пристроїв на ПАХ необхідно також знати такі характеристики, як температурний коефіцієнт часу затримки (ТКЗ), кут відхилення потоку енергії від напрямку розповсюдження хвилі (α) і залежність кута відхилення потоку енергії від напрямку розповсюдження (γ), який визначає дифракційні спотворення. Ідеальним є матеріал з нульовим ТКЗ, нульовим α і γ порядку -1 . За умов виконання останньої умови забезпечуються мінімальні дифракційні спотворення.

Більшість пристроїв на ПАХ виготовляють з α -кварцу, ніобат літію, танталат літію, германат вісмуту та структур на основі п'єзоелектричної плівки окису цинку.

Перший має хорошу температурну стабільність, але може використовуватися тільки для пристроїв з вузькою шириною смуги пропускання через малу величину K_c^2 . У ніобат літію більше значення K_c^2 і

великий додатній ТКЗ. Танталат літію має кращу температурну стабільність у порівнянні з ніобатом літію, але коефіцієнт K_c^2 у нього в 4 рази менший. Германат вісмуту має малу фазову швидкість ПАХ, однак ТКЗ значно вищий у порівнянні з ніобатом літію.

Використання п'єзоелектричних плівок окису цинку дозволяє створювати мікроелектронні пристрої, у яких акустоелектричні й електронні елементи розташовуються на одній підкладці, що значно зменшує масу, габарити і вартість виробів.

У таблиці 3.2 наведено основні параметри п'єзоелектричних матеріалів, які необхідні для розрахунку ПАХ пристроїв [1, 2, 6, 7].

Таблиця 3.2

Характеристики матеріалів, що використовуються в пристроях на ПАХ

Матеріал	Орієнтація кристалу	Напрям розповсюдження	Швидкість ПАХ V , км/с	Втрати при $f=1$ ГГц, дБ/мкс	Температурна нестабільність, 10^{-6} °C	Коефіцієнт електро механічного зв'язку, K_c^2
П'єзо-кварц	ST	X	3,156	4,0	3	0,0017
	Y	X	3,17		24	0,002
	Y-20°	X	3,2		32	0,0024
		Y	3,2		35	0,0019
Ніобат літію	Y	Z	3,488	1,6	85	0,045
	Y+41,5°	X	4,0		96	0,0554
		X	3,79		77	0,0052
		Z	3,48		93	0,0504
	X					
Германат вісмуту	001	110	1,68	2,5	115	0,0144
	110	001	1,62		140	0,0074

Тант	Z	Y	3,31		67	0,0093
алат	X	Z	3,22	2,7	36	0,0069
літію	Y	Z	3,22		37	0,0074

Аналіз параметрів звукопроводів показує, що при розробці фільтра на ПАХ, який передбачається при виконанні цієї роботи, доцільно використовувати ніобат літію YZ-зрізу, який має велике значення коефіцієнта електромеханічного зв'язку та малий кут відхилення потоку енергії від напрямку розповсюдження хвилі. Для забезпечення заданої смуги пропускання використаємо вхідний неаподизований і вихідний аподизований зустрічно-штирові перетворювачі з різним числом електродів. Результати численних розрахунків фільтра, наведені у розділі 3.1 і на рисунках 3.2...3.7, показують, що амплітудно-частотна характеристика фільтра на ПАХ залежить від конструктивних параметрів зустрічно-штирових перетворювачів.

Виходячи з вищевикладеного, проведемо розрахунок конструктивних параметрів фільтра на ПАХ на підкладці із ніобат літію LiNbO_3 YZ-зрізу (Рис.3.1), використовуючи формули (3.1...3.16):

Вихідні дані для розрахунку фільтру на ПАХ:

- звукопровід: ніобат літію LiNbO_3 YZ-зрізу;
- центральна частота : $f_o = 69,76$ МГц;
- смуга пропускання на рівні -3 дБ: $\Delta f_3 = 1,0$ МГц;
- вносимі втрати на центральній частоті: $\alpha_0 = 20,0$ дБ;
- швидкість ПАХ на вільній поверхні: $V_a = 3488$ м/с;
- коефіцієнт електромеханічного зв'язку : $K_c^2 = 0,045$.

Топологію фільтра вибираємо, враховуючи вимоги до заданих параметрів. Фільтр містить два ЗШП, один з яких аподизований по апертурі, а другий неаподизований еквідистантний з малим числом електродів (рис.3.1.). У цьому випадку можна прийняти, що амплітудно-частотна характеристика формується в основному аподизованим ЗШП, тобто $\Delta f \approx \Delta f_a$.

Для забезпечення заданого коефіцієнта прямокутності аподизацію електродів здійснюємо згідно функції Хеммінга (3.7) при $k=0,08$ і $m=2$.

Методика розрахунку конструктивних параметрів:

1. Число суміжних пар електродів аподизованого ЗШП знаходимо із співвідношення [1...6]:

$$N_a = 2f_0 / \Delta f = 2 \cdot 69,76 / 1,0 = 139. \quad (3.17)$$

2. Число суміжних пар електродів неаподизованого ЗШП:

$$N_n = N_a / 2 = 139 / 2 \approx 69. \quad (3.18)$$

3. Період зустрічно-штирового перетворювача λ_p і резонансна довжина ПАХ λ_0 для заданої центральної частоти f_0 визначається формулою:

$$\lambda_p = \lambda_0 = \frac{V}{f_0} = \frac{3488 \text{ м/с}}{69,76 \cdot 10^6 \text{ Гц}} = 50 \cdot 10^{-6} \text{ м} = 50 \text{ мкм}. \quad (3.19)$$

4. Ширина електродів d_x і ширина зазору d_s між електродами:

$$d_x = d_s = \frac{\lambda_p}{4} = \frac{50}{4} = 12,5 \text{ мкм}. \quad (3.20)$$

5. Довжина вхідного зустрічно-штирового перетворювача:

$$l_{ax} = (2N_n + 1) \frac{\lambda_p}{4} = (2 \cdot 69 + 1) \frac{50}{4} = 1737,5 \text{ мкм}. \quad (3.21)$$

6. Довжина вихідного зустрічно-штирового перетворювача:

$$l_{вых} = (2N_a + 1) \frac{\lambda_p}{4} = (2 \cdot 139 + 1) \frac{50}{4} = 3487,5 \text{ мкм}. \quad (3.22)$$

7. Враховуючи необхідність екранування перетворювачів між собою, приймемо відстань між ними $L_0 = 4775 \text{ мкм}$, тоді відстань між центрами ЗШП дорівнює:

$$L = L_0 + \frac{l_{\text{ex}} + l_{\text{вих}}}{2} = 4775 + \frac{1737,5 + 3487,5}{2} = 7387,5 \text{ мкм.} \quad (3.23)$$

8. При цьому затримка сигналу визначається із формули:

$$\tau = \frac{L}{V} = \frac{7387,5 \cdot 10^{-6}}{3488} \approx 2,12 \text{ нс.} \quad (3.24)$$

9. Довжина підкладки звукопроводу:

$$L_{\Pi} = L_0 + l_{\text{ex}} + l_{\text{вих}} + 2(l_0 + l_{\Pi}) = 4775 + 1737,5 + 3487,5 + 2 \cdot (3000 + 2000) = 20000 \text{ мкм.} \quad (3.25)$$

де $l_0 = 3000 \text{ мкм}$ - відстань від ЗШП до поглинач ПАХ; $l_{\Pi} = 2000 \text{ мкм}$ - довжина поглинач ПАХ.

10. Апертура зустрічно-штирових перетворювачів вибирається у межах:

$$W = (50 \dots 250) \lambda_p. \quad (3.26)$$

Виберемо $W = 200 \cdot \lambda_p = 200 \cdot 50 = 10000 \text{ мкм} = 10,0 \text{ мм}$

11. Ширина шини зустрічно-штирових перетворювачів вибирається у межах:

$$d_{\text{ш}} = (20 \dots 50) \lambda_p. \quad (3.27)$$

Виберемо $d_{\text{ш}} = 30 \cdot \lambda_p = 30 \cdot 50 = 1500 \text{ мкм} = 1,5 \text{ мм}$

12. Зазор між шинами перетворювачів та електродами вибирається у межах:

$$d_y = (3 \dots 5) \lambda_p. \quad (3.28)$$

Виберемо $d_y = 5 \cdot \lambda_p = 5 \cdot 50 = 250 \text{ мкм.}$

13. Ширина підкладки:

$$L_{uu} = W + 2 \cdot d_y + 2 \cdot d_{uu} + 2d_n = 10000 + 2 \cdot 250 + 2 \cdot 1500 + 2 \cdot 750 = 15000 \text{ мкм}. \quad (3.29)$$

де $d_n = 750 \text{ мкм}$ - відстань від шини ЗШП до краю підкладки.

Таким чином для виготовлення фільтра на ПАХ необхідна підкладка із ніобат літію LiNbO_3 YZ-зрізу з розмірами: довжина – 20,0 мм; ширина – 15,0 мм; товщина 1,0 мм.

3.3. Методика інженерного розрахунку акустoeлектричних параметрів зустрічно-штирових перетворювачів

3.3.1. Методика розрахунку акустoeлектричних параметрів неаподизованого зустрічно-штирового перетворювача

1. Статична ємність зустрічно-штирового перетворювача:

$$C_t = (n-1)C_o W = N_n C_o W = 69 \cdot 4,6 \cdot 1,0 \approx 317 \text{ пФ}. \quad (3.30)$$

де C_o - погонна ємність пари електродів ЗШП (кварц ST- зрізу $C_o = 0,55 \text{ нФ/см}$, ніобат літію YZ-зрізу - $C_o = 4,6 \text{ нФ/см}$, танталат літію YZ-зрізу - $C_o = 5,7 \text{ нФ/см}$); $W = 1,0 \text{ см}$ - апертура ЗШП.

2. Узгоджувальна індуктивність:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_t} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 69,76^2 \cdot 10^{12} \cdot 317 \cdot 10^{-12}} \approx 16,5 \text{ нГн}, \quad (3.31)$$

де $f_0 = 69,76 \text{ МГц}$.

3. Активна складова опору випромінювання при резонансі:

$$R_a(f_0) = \frac{2K_c^2 N_n}{\pi f_0 C_t} = \frac{2 \cdot 0,045 \cdot 69}{3,14 \cdot 69,76 \cdot 10^6 \cdot 317 \cdot 10^{-12}} \approx 89,3 \text{ Ом}, \quad (3.32)$$

де $K_c = 0,045$; $N_n = 69$.

4. Електрична Q_E та акустична Q_a добротності зустрічно-штирового перетворювача:

$$Q_E = \frac{1}{2K_c^2 N_n} = \frac{1}{2 \cdot 0,045 \cdot 69} \approx 3,0; \quad (3.33)$$

$$Q_a = N_n / 2 = 69 / 2 = 34,5. \quad (3.34)$$

5. Оптимальне значення опору навантаження або генератора:

$$R_n = R_a(f_0) \frac{Q_E(n)}{Q_a(n)} = 89,3 \cdot \frac{3,0}{34,5} \approx 15,3 \text{ Ом}. \quad (3.35)$$

6. Коефіцієнт узгодження зустрічно-штирового перетворювача:

$$\rho = \frac{R_n}{R_a} = \frac{15,3}{89,3} \approx 0,17. \quad (3.36)$$

7. Коефіцієнти відбиття ПАХ B_{11} , проходження B_{21} і поглинання B_{31} :

$$B_{11} = -10 \lg \frac{1}{(1 + \rho)^2} = -10 \lg \frac{1}{(1 + 0,17)^2} \approx 1,36 \text{ дБ}; \quad (3.37)$$

$$B_{21} = -10 \lg \frac{\rho^2}{(1 + \rho)^2} = -10 \lg \frac{0,17^2}{(1 + 0,17)^2} \approx 16,7 \text{ дБ}; \quad (3.38)$$

$$B_{31} = -10 \lg \frac{2\rho}{(1 + \rho)^2} = -10 \lg \frac{2 \cdot 0,17}{(1 + 0,17)^2} = 7,5 \text{ дБ}. \quad (3.39)$$

3.3.2. Методика розрахунку акустoeлектричних параметрів аподизованого зустрічно-штирового перетворювача

1. Статична ємність зустрічно-штирового перетворювача:

$$C_t = C_0 W \sum_{m=1}^{N_a} \left[k + (1-k) \cos^2 \left(m \frac{\pi}{N_a} - \frac{\pi}{2} \right) \right] = 4,6 \cdot 1,0 \cdot 75,2 = 346 \text{ нФ}, \quad (3.40)$$

де $N_a = 139$; $k = 0,08$.

2. Узгоджувальна індуктивність:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_t} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 69,76^2 \cdot 10^{12} \cdot 346 \cdot 10^{-12}} \approx 15,0 \text{ нГн}. \quad (3.41)$$

3. Активна складова опору випромінювання при резонансі:

$$R_a(f_0) = \frac{2K_c^2 N_a}{\pi f_0 C_t} = \frac{2 \cdot 0,045 \cdot 139}{3,14 \cdot 69,76 \cdot 10^6 \cdot 346 \cdot 10^{-12}} \approx 165,0 \text{ Ом}. \quad (3.42)$$

4. Електрична Q_E та акустична Q_a добротності зустрічно-штирового перетворювача:

$$Q_E = \frac{1}{2K_c^2 N_a} = \frac{1}{2 \cdot 0,045 \cdot 139} \approx 1,8. \quad (3.43)$$

$$Q_a = N_a / 2 = 139 / 2 = 69,5. \quad (3.44)$$

5. Оптимальне значення опору навантаження або генератора:

$$R_n = R_a(f_0) \frac{Q_E(n)}{Q_a(n)} = 165,0 \cdot \frac{1,8}{69,5} \approx 4,9 \text{ Ом}. \quad (3.45)$$

6. Коефіцієнт узгодження зустрічно-штирового перетворювача:

$$\rho = \frac{R_n}{R_a} = \frac{4,9}{165} \approx 0,03. \quad (3.46)$$

7. Коефіцієнти відбиття ПАХ B_{11} , проходження B_{21} і поглинання B_{31} :

$$B_{11} = -10 \lg \frac{1}{(1+\rho)^2} = -10 \lg \frac{1}{(1+0,03)^2} \approx 0,3 \text{ дБ}. \quad (3.47)$$

$$B_{21} = -10 \lg \frac{\rho^2}{(1 + \rho)^2} = -10 \lg \frac{0,03^2}{(1 + 0,03)^2} \approx 27,5 \text{ дБ} . \quad (3.48)$$

$$B_{31} = -10 \lg \frac{2\rho}{(1 + \rho)^2} = -10 \lg \frac{2 \cdot 0,03}{(1 + 0,03)^2} = 9,3 \text{ дБ} . \quad (3.49)$$

8. Після розрахунку параметрів ЗШП можна визначити:

- рівень помилкового сигналу фільтру:

$$B_{\text{ПС}} = B_{11}^{\text{ex}} + B_{11}^{\text{mix}} = 1,36 + 0,3 = 1,66 \text{ дБ} . \quad (3.50)$$

- сумарні внесені втрати :

$$B = B_{31}^{\text{ex}} + B_{31}^{\text{mix}} = 7,5 + 9,3 = 16,8 \text{ дБ} \quad (3.51)$$

Результати розрахунку зведені в таблицю 3.3.

Таблиця

3.3

Результати розрахунку параметрів фільтра на ПАХ

№	Найменування параметрів	Позначення, одиниця виміру	Значення параметру
КОНСТРУКТИВНІ ПАРАМЕТРИ			
1	Матеріал звукопроводу	Ніобат літію LiNbO ₃ , пластина -YZ- зріз, мм	15x20x1
2	Фазова швидкість ПАХ	V, м/с	3488

3	Період ЗШП	$\lambda_p = \lambda_0$, мкм	50
4	Число електродів вхідного перетворювача	N_n	69
5	Довжина вхідного перетворювача	$l_{вх}$, мкм	1737,5
6	Число електродів вихідного перетворювача	N_a	139
7	Довжина вихідного перетворювача	$l_{вих}$, мкм	3487,5
8	Відстань між центрами перетворювачів	L , мм	7812,5
9	Довжина поглинача ПАХ	$l_{п}$, мм	2,0
10	Відстань між ЗШП та поглиначем ПАХ	l_0 , мм	3,0
11	Довжина підкладки звукопроводу	$L_{п}$, мм	20
12	Апертура зустрічно-штирових перетворювачів	W , мм	10
13	Ширина шини ЗШП	$d_{ш}$, мм	1,5
14	Зазор між шинами і електродами ЗШП	d_y , мм	0,25
ЕЛЕКТРИЧНІ ПАРАМЕТРИ			
15	Центральна частота	f_0 , МГц	69,76
16	Сумарні втрати на центральній частоті	α_0 , дБ	16,8
17	Смуга пропускання на рівні – 3дБ	Δf , МГц	1,0
18	Коефіцієнт прямокутності	$K_{п}$	1,78

8			
1 9	Вносиме затухання першого бічного пелюстка	α_r , дБ	63,0
2 0	Затримка сигналу	τ , мкс	2,12

В и с н о в к и

1. Розроблена та досліджена фізико-математична модель фільтра на ПАХ на основі фізичної моделі дискретних джерел сигналів та з аподизацією перетворювача ПАХ згідно функції Хеммінга, яка дозволила розрахувати амплітудно-частотну та фазочастотну характеристики фільтра. На основі методики інженерного розрахунку визначено конструктивні та акустoeлектричні параметри фільтра на ПАХ (Таблиця 3.3).

2. Із результатів розрахунків випливає, що центральна частота фільтра визначається виключно періодом зустрічно-штирових перетворювачів, а смуга пропускання, рівень бічних пелюстків та коефіцієнт прямокутності амплітудно-частотної характеристики залежать від числа, форми та взаємного положення електродів ЗШП.

3. Низький рівень ближнього бічного пелюстка АЧХ отримано в результаті оптимального вибору параметра аподизації $k=0,08$ та використанням неаподизованого ЗШП, число електродів якого у 2 рази менше у порівнянні з аподизованим ЗШП. В такій комбінації перетворювачів перший нуль коефіцієнта передачі однорідного ЗШП приходить на перший бічний максимум коефіцієнта передачі аподизованого ЗШП, тому рівень бічних пелюстків значно знижується.

4. Сумарні втрати на центральній частоті в основному визначаються активною складовою опору випромінювання зустрічно-штирових перетворювачів, яка залежить від коефіцієнта електромагнітного зв'язку, конструктивних параметрів ЗШП та коефіцієнтів узгодженості їх з опором навантаження.

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА ЧАСТИНА

4.1. Структурна схема установки для дослідження смугового фільтра на поверхневих акустичних хвилях

На рис. 4.1. представлена структурна схема установки для дослідження АЧХ та комплексних опорів ЗШП. У таблиці 4.1 представлені основні параметри вимірювальної апаратури, що використовується в процесі вимірювання параметрів фільтра на ПАХ.

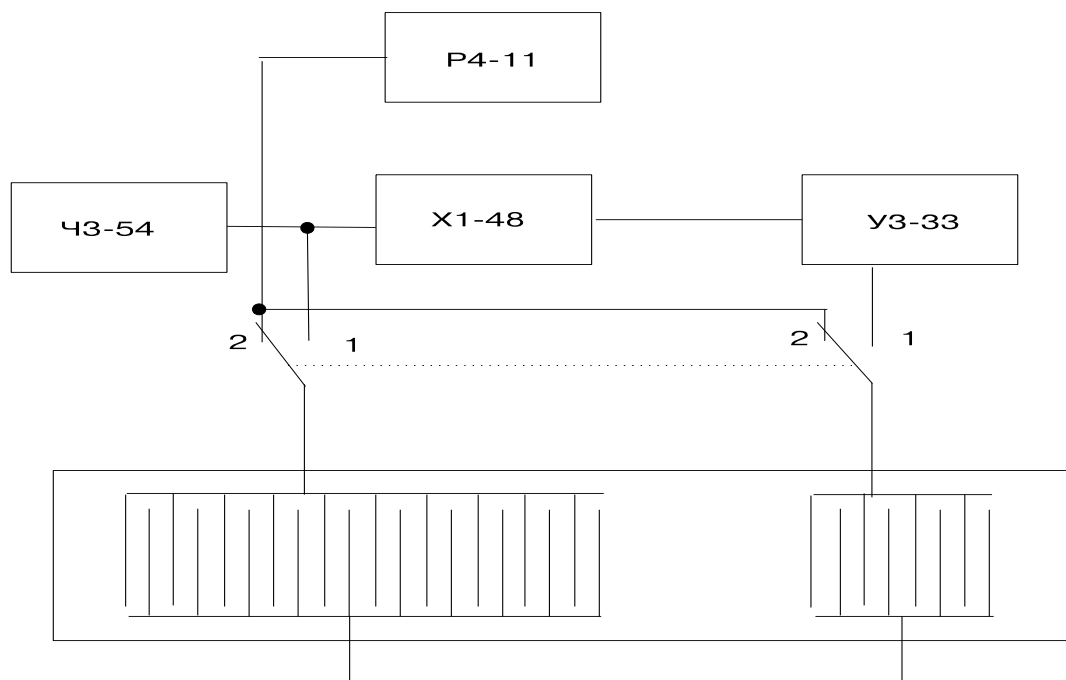


Рис. 4.1. Структурна схема установки дослідження акустoeлектричних параметрів фільтра на ПАХ

Для дослідження АЧХ фільтра на ПАХ вхідний ЗШП підключається до виходу приладу для дослідження АЧХ Х1-48, а вихідний ЗШП – до підсилювача УЗ-33, вихід якого підключається до входу приладу Х1-48. Частотомір ЧЗ-34 дозволяє вимірювати частоту вхідного та вихідного сигналу.

З'єднання приладів і фільтра на ПАХ здійснюється за допомогою коаксіальних кабелів та коаксіальних переходів, що входять у комплект вимірювальних приладів.

Вимірювання комплексних опорів вхідного і вихідного ЗШП фільтра на ПАХ здійснюється за допомогою вимірювача комплексних коефіцієнтів передачі Р4-11. Комплексний опір розраховується за формулами: $Z = Z_0(R + jX)$, де Z_0 - хвильовий опір вимірювального тракту (50 Ом); R – значення активної складової опору випромінювання, яке вираховується по колу сталих R на діаграмі імпедансів; X – значення реактивної складової опору випромінювання, що відраховується за кривими сталих X на діаграмі імпедансів.

Таблиця 4.1

Параметри вимірювальної апаратури

№ п/п	Найменування	Тип	Технічні умови	Основні технічні параметри
1	Прилад для дослідження АЧХ	Х1-48	2.048.061 ТО	Діапазон частот 0,1-150 МГц
2	Вимірювач частоти	ЧЗ-34	И22.721.032Т О	Діапазон частот 0,1-120 МГц Діапазон вхідних напруг 0,1 - 1,5 В
3	Підсилювач високочастотних сигналів	УЗ-33	ЕЯ2.723.031 ТО	Діапазон частот 1,0-400 МГц Коефіцієнт підсилення 20 дБ

4	Вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі	P4- 11	ЦЮ1.400.087 ТО	Діапазон частот 1,0-1250 МГц
---	---	-----------	-------------------	---------------------------------

Для дослідження АЧХ фільтра на ПАХ вхідний ЗШП підключається до виходу приладу для дослідження АЧХ Х1-48, а вихідний ЗШП – до підсилювача УЗ-33, вихід якого підключається до входу приладу Х1-48. Частотомір ЧЗ-34 дозволяє вимірювати частоту вхідного та вихідного сигналу.

З'єднання приладів і фільтра на ПАХ здійснюється за допомогою коаксіальних кабелів та коаксіальних переходів, що входять у комплект вимірювальних приладів.

Вимірювання комплексних опорів вхідного і вихідного ЗШП фільтра на ПАХ здійснюється за допомогою вимірювача комплексних коефіцієнтів передачі Р4-11. Комплексний опір розраховується за формулами: $Z = Z_0(R + jX)$, де Z_0 - хвильовий опір вимірювального тракту (50 Ом); R – значення активної складової опору випромінювання, яке вираховується по колу сталих R на діаграмі імпедансів; X – значення реактивної складової опору випромінювання, що відраховується за кривими сталих X на діаграмі імпедансів.

Ємність ЗШП розраховувалась згідно формули $C_t = 1/2\pi fX$. При цьому похибка вимірювання повного опору Z та визначення ємності C_t не виходить за межі $\pm(15-20)\%$ від отриманого результату.

Похибка вимірювання амплітуди (при КСВН=1.4) не перевищує $\pm(0.4+0.1)A$, де A – відносна амплітуда у вимірюваній точці в децибелах, тобто максимальна похибка вимірювання згасання фільтра складає не більше 1,5 дБ. Частота високочастотного сигналу вимірюється електронним частотоміром універсальним ЧЗ-54 з відносною похибкою $\gamma \leq \pm (\gamma_0 + 1/(f \cdot t_{\text{сч}}))$, де $\gamma_0 = \pm 8 \cdot 10^{-7}$ – відносна похибка кварцового опорного

генератора частотоміра; f – вимірювана частота в Гц; $t_{сч}$ – час підрахунку в секундах. Відносна похибка частотоміра не перевищує 10 %.

4.2. Результати експериментальних досліджень фільтрів на поверхневих акустичних хвилях

Експериментальні дослідження проводились для трьох фільтрів ідентичної конструкції. Результати експериментальних досліджень приведено в таблицях 4.2 та 4.3.

Таблиця 4.2

Результати вимірювання комплексних опорів ЗШП

Порядковий номер виробу	Найменування ЗШП	Комплексний опір, Ом	Ємність, пФ
1	Неаподизований	$34 - j15,4$	325
	Аподизований	$43 - j13,4$	354
2	Неаподизований	$28 - j14,3$	330
	Аподизований	$47 - j14,2$	360
3	Неаподизований	$32 - j14,7$	319
	Аподизований	$39 - j13,8$	338

Таблиця 4.3

Результати дослідження амплітудно-частотних характеристик фільтрів

№ в ироб у	f_0 , МГц	f_1 , МГц	f_2 , МГц	Δf_3 , МГц	f_1 , МГц	f_2 , МГц	Δf_{10} , МГц	$a_{гп}$, дБ	$K_{п(10/3)}$	Вносимі втрати на частоті f_0 , дБ
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	68,14	67,57	68,71	1,14	67,09	69,19	2,10	-44,5	1,84	18,3
2	67,95	67,49	68,41	0,92	66,98	68,92	1,94	-46,3	2,11	17,5
3	69,20	68,60	69,80	1,20	68,02	70,38	2,36	-42,7	1,97	17,7

При дослідженні амплітудно-частотних характеристик отримано значення центральної частоти смуги пропускання фільтрів відповідно: 68,14 МГц; 67,95 МГц ; 69,20 МГц. Смуга пропускання фільтрів на рівні -3 дБ складає відповідно: 1,14 МГц ; 0,92 МГц ; 1,20 МГц. Вносимі втрати фільтрів складають відповідно: 18,3 дБ; 17,5 дБ; 17,7 дБ.

Розкид параметрів розраховується згідно формули:
$$P = \frac{(F_{теор} - F_{експер}) \cdot 100\%}{F_{експер}}.$$

де $F_{теор.}$ – розрахункове значення параметра;
 $F_{експер.} = (F_1 + F_2 + \dots + F_i + F_n) / n$; F_i - значення експериментально отриманого параметра i -го зразка; n – кількість виробів.

Результати експериментальних досліджень показують, що параметри ПАХ-фільтрів не виходять за межі допустимих відхилень, заданих в технічному завданні і відрізняються не більше 15-20% від розрахункових, що підтверджує придатність розробленої методики для розрахунку смугових фільтрів на поверхневих акустичних хвилях.

Висновки

Установка для експериментального дослідження параметрів фільтра на поверхневих акустичних хвилях побудова на базі стандартної вимірювальної апаратури і дозволяє визначати основні електричні параметри пристрою: центральну частоту, сумарні втрати на центральній частоті, смугу пропускання; коефіцієнт прямокутності, вносиме затухання першого бічного пелюстка.

Результати експериментальних досліджень (таблиці 4.2 та 4.3) показують, що параметри ПАХ-фільтрів не виходять за межі допустимих відхилень, заданих в технічному завданні і відрізняються не більше 15-20 % від розрахункових.

ВИСНОВКИ

1. Огляд науково-технічної літератури щодо функціональних пристроїв на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) підтвердив перспективність їх розробки для створення, кодування, затримки, частотної фільтрації та підсилення радіосигналів. Використання аподизації електродів зустрічно-штирових перетворювачів дозволяє змінювати характеристики функціональних пристроїв на ПАХ, що значно розширює галузі застосування цих пристроїв.

2. Досліджена фізико-математична модель смугового фільтра на ПАХ з використанням аподизації частотнозадавального зустрічно-штирового перетворювача згідно функції Хеммінгу, досліджено амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики зустрічно-штирових перетворювачів та фільтра. Дослідження показали, що для забезпечення заданих параметрів необхідно використання аподизації електродів зустрічно-штирового перетворювача згідно функції Хеммінгу з параметром аподизації $k=0,08$.

3. Згідно з розроблених методик розраховані конструктивні та акустоелектричні параметри фільтра на ПАХ на базі звукопровода із ніобат літію YZ- зрізу: центральна частота $f_o = 69,76$ МГц; смуга пропускання на рівні -3 дБ $\Delta f_3 \approx 1,0$ МГц; коефіцієнт прямокутності по рівням $(10/3)$ $K_n = 1,78$.

4. Розроблено структурну схему установки та проведено експериментальні дослідження 3-х зразків смугового фільтра на ПАХ за допомогою стандартної вимірювальної апаратури. Результати експериментальних досліджень показують, що параметри ПАХ-фільтрів не виходять за межі допустимих відхилень, заданих в технічному завданні і відрізняються не більше 15-20 % від розрахункових, що підтверджує придатність розроблених методик для розрахунку смугових фільтрів на поверхневих акустичних хвилях.

5. Розроблена конструкторська документація на експериментальний зразок фільтра на поверхневих акустичних хвилях, технологічні процеси виготовлення інтегральних мікросхем придатні також і для пристроїв на ПАХ.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНОЇ НАУКОВО – ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Речицкий В. И. Акустоэлектронные радиокомпоненты.– М.:Сов.радио, 1980. – 264 с.
2. Речицкий В. И. Акустоэлектронные радиокомпоненты. - М.: Радио и связь, 1987. - 192 с.
3. Орлов В. С., Бондаренко В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. - М.: Радио и связь, 1984. - 272 с.
4. Фильтры на поверхностных акустических волнах : расчёт, технология, и применение / Под ред. Г. Мэттьюза. - М.: Радио и связь, 1981. - 472 с.
5. Дмитриев В. В., Акпамбетов В. Б., Бронникова Е. Г. и др. Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов: Справ. пособие. - М.: Радио и связь, 1985. -176 с.
6. Дьелесан Э., Руайе Д. Упругие волны в твердых телах. Применение для обработки сигналов. – М.: Наука, 1982. – 424 с.
7. Кайно Г. Акустические волны. Устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов. М.: Мир, 1990.- 656 с.
8. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1990.- 416 с.
9. Колдрен Л. Э., Розенберг Р. Л. Резонаторные фильтры на поверхностных акустических волнах. - ТИИЭР, 1979, т. 67, № 1. - С.166-180.

10. Конструирование узкополосных фильтров ПАВ на основе встречно-штыревых преобразователей с прореживанием электродов / В. С. Орлов, В. С. Бондаренко, Л. В. Орлова, В. И. Речицкий. - Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ, 1982, № 12. - С.118-132.
11. Бондаренко В. С., Редкобородный Ю. П., Орлов В. С. Влияние дифракции поверхностных акустических волн на характеристики акустоэлектронных устройств. - Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ, 1977, вып. 11. - С.160-165.
12. Речицкий В. И., Кондратьев С. Н. Методы аподизации преобразователей поверхностных акустических волн. - Зарубежная радиоэлектроника, 1977, № 4. - С.22-45.
13. Расчёт и конструирование АПВ-фильтров / Под ред. И. Б. Яковкина. Новосибирск: Наука (Сибирское отделение), 1982. - 176с.
14. Кравченко О.П. Фізичні основи функціональної мікроелектроніки: Навч. посібник. – К.: Либідь, 1993. – 216 с.
15. Дворников А.А., Огурцов В.И., Уткин Г.М. Стабильные генераторы с фильтрами на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1983. - 136 с.
16. Морозов А.И., Проклов В.В., Станковский Б.А. Пьезоэлектрические преобразователи для радиоэлектронных устройств. – М.: Радио и связь, 1981. – 184 с.
17. Методичні вказівки до лабораторних робіт по курсу «Функціональна електроніка» / М.Ф. Жовнір . – Київ, НТУУ "КПІ". – 2000. – 34с.
18. Акустические кристаллы: Справочник / Под ред. М.П. Шастольской. – М.: Наука, 1982. - 632 с.
19. Фотолитография и оптика/Под ред. Я. А. Федотова и Г. П. Поля. - М.: Советское радио, 1977. -392 с.
20. Глазков И. М. Оборудование для производства фотошаблонов и выполнения операций фотолитографии. - М.: Советское радио, 1975. -76 с.

